14

Schakelingen voor audio toepassingen

Inhoud

■/■■ reeds gepubliceerd
▒/▒▒ gepland voor de volgende aanvullingen

Deel 14: Schakelingen voor audio toepassingen

14/1

LF voorversterkers

Inhoud

X9312Z/W/U/T	digitaal, 1 x 100 tap's, 1/10/0/100 kΩ, lineair
X9313Z/W/U/T	digitaal, 1 x 32 tap's, 1/10/50/100 kΩ, lineair
X9314	digitaal, 1 x 32 tap's, 10 kΩ, logaritmisch
X9315Z/W	digitaal, 1 x 32 tap's, 1/10 kΩ, lineair, lage ruis
X9316Z/W	digitaal, 1 x 32 tap's, 1/10 kΩ, lineair, lage ruis
X9511Z/W	digitaal, 1 x 32 tap's, 1/10 kΩ, lineair, drukknop-besturing
(aanvulling 82)	
DS1800	digitaal, 2 potmeters, vluchtig, 50 kΩ, 129 log tap's, drie-draads serieel
DS1801	digitaal, 2 potmeters, vluchtig, 50 kΩ, 64 log tap's, drie-draads serieel
DS1802	digitaal, 2 potmeters, vluchtig, 50 kΩ, 64 log tap's, drie-draads serieel

14/1.4 Type-beschrijving volume-, balans-, toon- en stereo-regelaars

(aanvulling 2)

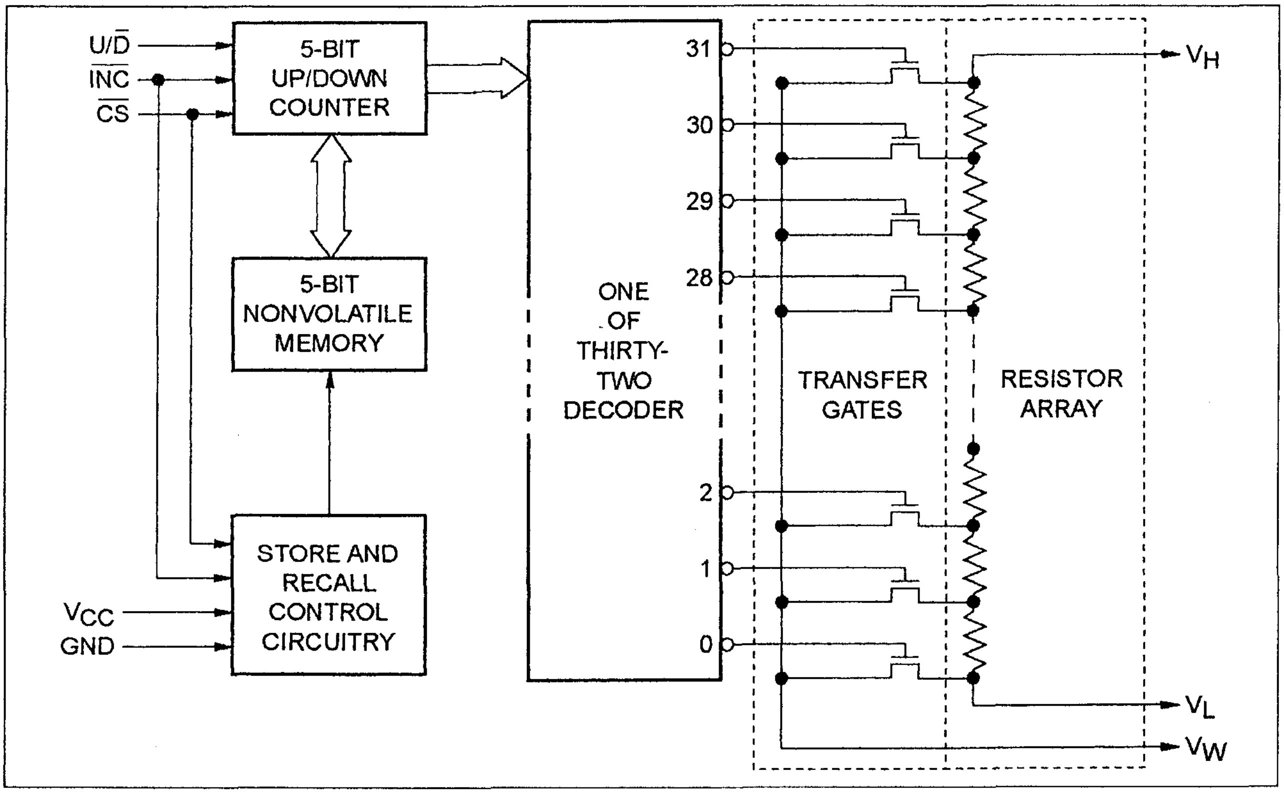
TCA730A	stereo volume en balans
TCA740A	stereo toon
LM1035	stereo volume, balans, toon
LM1036	stereo volume, balans, toon
LM1040	stereo volume, balans, toon
TCA5500	stereo volume, balans, toon
TCA5550	stereo volume, balans, toon
TDA1524A	stereo volume en toon
TDA3810	stereo, pseude-stereo, "spatial"-effect

14/1.5 Type-beschrijving bandrecorder IC's

(aanvulling 2)

LM1818	audio tape-systeem
LM1837	voorversterker/omschakelaar kop-systeem

1.3 Type-beschrijving elektronische potentiometers



Figuur 14/1.3-15: Het algemeen werkingsprincipe van de digitale potentiometers van Xicor.

Digitale potentiometers van Xicor

Inleiding

De IC-fabrikant Xicor heeft een familie van digitaal programmeerbare potentiometers op de markt gebracht, die werken volgens de gepatenteerde "E²POT"-technologie. Het unieke is dat de gegevens over de loperstand digitaal worden opgeslagen in een "non-volatile"-geheugen. Ook na het wegvallen van de voedingsspanning blijft de laatst opgeslagen loperstand bewaard en bij het weer inschakelen van de voedingsspanning zal de potentiometer direct naar de laatst geprogrammeerde stand springen.

De familie bestaat uit typen met 32, 64 of 100 verschillende posities voor de loperinstellingen, weerstandswaarden van 1 kΩ tot 100 kΩ, masker-programmeerbare exemplaren en lineaire en logaritmische typen.

De besturing geschiedt via drie data- signalen, via een I²C-compatibele bus, via een SPI-interface of via een druktoetsinterface.

Algemeen werkingsprincipe

Het algemeen werkingsprincipe van deze digitale potentiometers is samengevat in figuur 14/1.3-15. In dit voorbeeld wordt het blokschema gegeven van een van de digitale potentiometers, die bestuurbaar is via drie signalen. De schakeling bestaat uit een op/neer-teller, met drie ingangen. Met één ingang kan men kiezen tussen op- of neertellen, met de tweede kan men telpulsen toevoeren en met de derde kan men de teller blokkeren, of met andere woorden naar een stand-by modus sturen. De stand van de teller wordt opgeslagen in een niet-vluchtig geheugen. De momentele tellerinhoud wordt aangeboden aan een binair naar decimaal decoder. Afhankelijk van de stand van de teller wordt één van de decimale uitgangen

geactiveerd. De decimale uitgangen sturen ieder een analoge schakelaar, onder de vorm van een FET. De FET's zijn enerzijds verbonden met de knooppunten van een weerstandsdeler, samengesteld uit identieke weerstanden. De derde aansluiting van alle FET's zijn met elkaar verbonden en gaan naar de "loper"-uitgang V_W van de elektronische potentiometer. De twee uiteinden van de weerstandsketen V_H en V_L vormen uiteraard de twee vaste aansluitingen van de potentiometer.

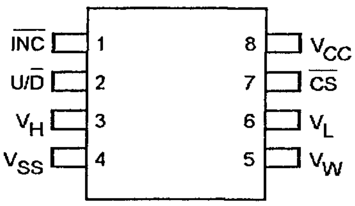
X9C102

digitaal, 1 x 100 tap's, 1 kΩ, lineair

De X9C102 bevat één digitale lineaire potentiometer met 100 aftakkingen.
De totale weerstandsketen heeft een waarde van 1 kΩ, zodat iedere loperverplaatsing overeen komt met een weerstandsvariatie van 10,1 Ω. De schakeling werkt volgens het in de inleiding beschreven principe. De spanning over de potentiometer mag 4 V bedragen, het spanningsbereik van deze 4 V ligt tussen -5 V en +5 V.

Technische gegevens

- fabrikant: Xicor
- behuizing: DIL-8, SOIC-8
- aansluitgegevens: figuur 14/1.3-16
- intern blokschema: figuur 14/1.3-17
- voedingsspanning:
  +7 V max., +5 V aanbevolen
- voedingsstroom:
  in bedrijf: 3 mA max.
  in stand-by: 500 μA
- maximale weerstand:
  1 kΩ
- resolutie:
  10,1 Ω
- weerstandstolerantie:
  +/-20 % van maximale waarde
- stroom door loper:
  +/-1 mA max.
- weerstand van loper:
  40 Ω typisch
- spanning over potentiometer:
  4 V max.
- spanning aan potmeter-einden:
  -5 V min., +5 V max.
- ruisspanning:
  -120 dB/√Hz
- resolutie instelling:
  1 % van maximale waarde
- lineariteit:
  +/-1,0 %
- ingangscapaciteiten:
  10 pF max.
- aantal geheugen-operaties:
  10.000 min.
- temperatuurscoëfficiënt:
  +600 ppm/°C typisch
- logische "L":
  +0,8 V max.
- logische "H":
  +2,0 V min.



Figuur 14/1.3-16: Aansluitgegevens van de X9C102.

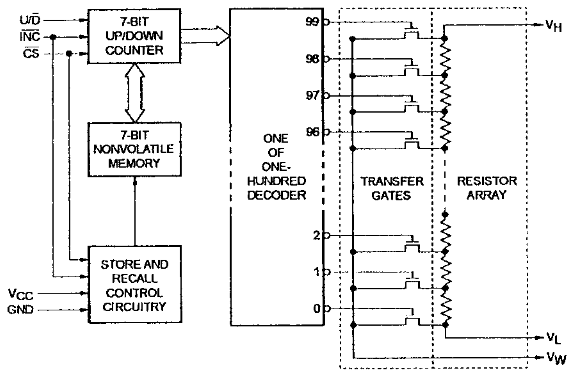
Beschrijving van de pennen

- $\overline{INC}$, Increment:
  Een flank-negatief getriggerde ingang, die de inhoud van de teller met één eenheid verlaagt of verhoogt, afhankelijk van het niveau op de U/$\overline{D}$-pen.
- U/$\overline{D}$, Up/Down:
  Het logisch niveau op deze ingang bepaalt of de teller-inhoud wordt verhoogd of verlaagd. De teller telt af als deze ingang "L" is en telt op als deze ingang "H" is.
- V_H en V_L, Potmeter:

1.3 Type-beschrijving elektronische potentiometers

Deze twee pennen vormen de uiteinden van de elektronische potentiometer. De indexen "L" en "H" hebben niets te maken met lage of hoge spanning: beide ingangen kunnen, onafhankelijk van elkaar, op iedere spanning binnen het toegelaten bereik staan. De indexen hebben alleen betekenis in die zin dat als de teller aftelt de "loper" meer naar V_L wordt verplaatst en als de teller optelt de loper meer naar V_H wordt verschoven.

- V_W, Wiper Terminal:
  Dit is de "loper" van de elektronische potentiometer, die afhankelijk van het op- of neertellen, naar V_H of V_L wordt verplaatst. De elektronische schakelaars werken volgens het "make before break"-principe. Eerst gaat dus de geselecteerde FET geleiden, nadien gaat de daarvoor geselecteerde FET naar sper. Gedurende een zeer korte tijd zal er dus één weerstand uit de keten worden kortgesloten. Als men de potentiometer heel snel pulst, heeft dit wel tot gevolg dat er diverse aftakkingsweerstanden even volledig kortgesloten worden en dat de totale weerstand van de keten even daalt.
- $\overline{CS}$, Chip Select:
  Met een "L" op deze ingang kan men de chip activeren. De stand van de teller wordt aangepast aan de gegevens in het niet-vluchtige geheugen en de "loper" wordt naar de door de teller-inhoud voorgeschreven plaats gestuurd. Maakt men deze ingang "H", dan wordt de momentele stand van de teller overgedragen naar het geheugen, blijft de "loper" vast verbonden met de potentiometer en gaat het IC naar een mode waarin zeer weinig stroom wordt verbruikt.
  De potentiometer blijft dus in deze situatie werken!
- V_{CC}, Supply Voltage:
  De voedingsaansluiting van het IC.
- V_{SS}, Ground:
  De massa-aansluiting van de chip. Deze pen hoeft niet op de laagste spanning te staan, de drie V-pennen kunnen in de meeste gevallen negatieve spanningen verdragen.



Figuur 14/1.3-17: Intern blokschema van de X9C102.

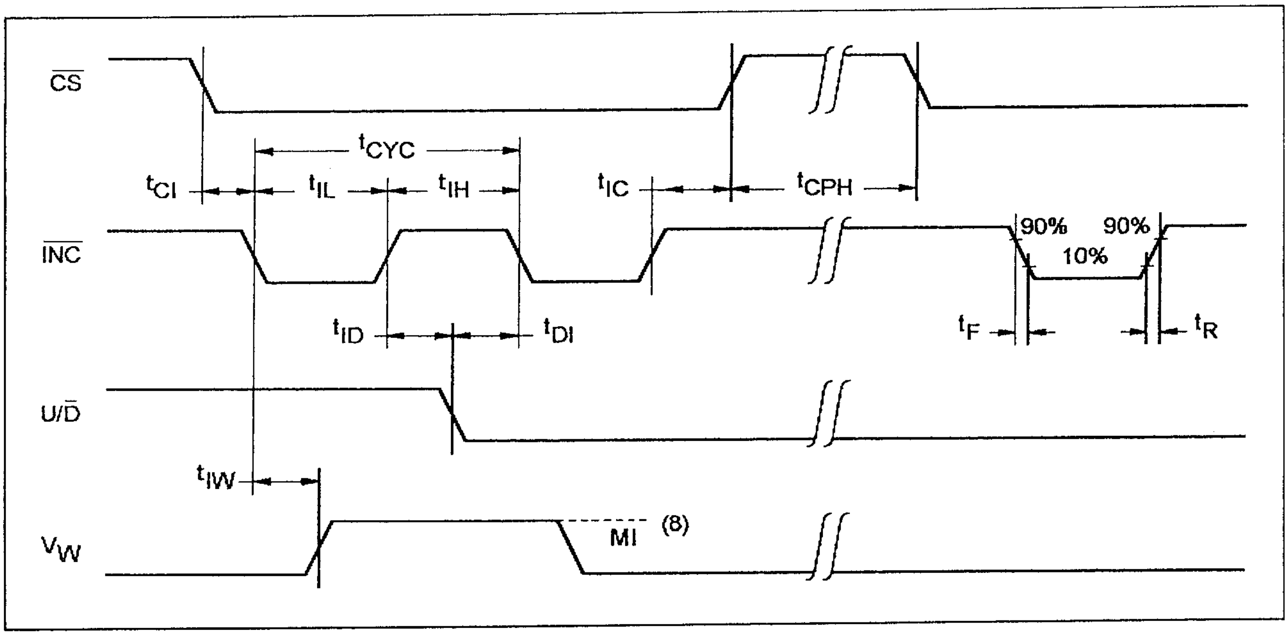
Waarheidstabel en timing

De waarheidstabel van deze schakeling is voorgesteld in figuur 14/1.3-18, het timingdiagram in figuur 14/1.3-19 en de timingparameters in de tabel van figuur 14/1.3-20. Hieruit volgt in welke volgorde men de pulsen op de drie digitale ingangen moet aanbrengen: eerst $\overline{C}$, dan $U/\overline{D}$ op het juiste niveau instellen en tot slot $\overline{IN}$ pulsen tot de loper de gewenste stand bereikt heeft.

$\overline{CS}$	$\overline{INC}$	$U/\overline{D}$	Mode
L	↘	H	Wiper Up
L	↘	L	Wiper Down
↗	H	X	Store Wiper Position
H	X	X	Standby Current
↗	L	X	No Store, Return to Standby

Figuur 14/1.3-18: De waarheidstabel van de X9C102.

1.3 Type-beschrijving elektronische potentiometers



Figuur 14/1.3-19: Het timing-diagram van de X9C102.

Symbol	Parameter	Limits			Units
		Min.	Typ.(6)	Max.	
t_{CI}	$\overline{CS}$ to $\overline{INC}$ Setup	100			ns
t_{ID}	$\overline{INC}$ HIGH to U/$\overline{D}$ Change	100			ns
t_{DI}	U/$\overline{D}$ to $\overline{INC}$ Setup	2.9			µs
t_{IL}	$\overline{INC}$ LOW Period	1			µs
t_{IH}	$\overline{INC}$ HIGH Period	1			µs
t_{IC}	$\overline{INC}$ Inactive to $\overline{CS}$ Inactive	1			µs
t_{CPH}	$\overline{CS}$ Deselect Time	20			ms
t_{IW}	$\overline{INC}$ to Vw Change		100	500	µs
t_{CYC}	$\overline{INC}$ Cycle Time	4			µs
t_R, t_F(7)	$\overline{INC}$ Input Rise and Fall Time			500	µs
t_{PU}(7)	Power up to Wiper Stable			500	µs
t_R V_{CC}(7)	V_{CC} Power-up Rate	0.2		50	mV/µs

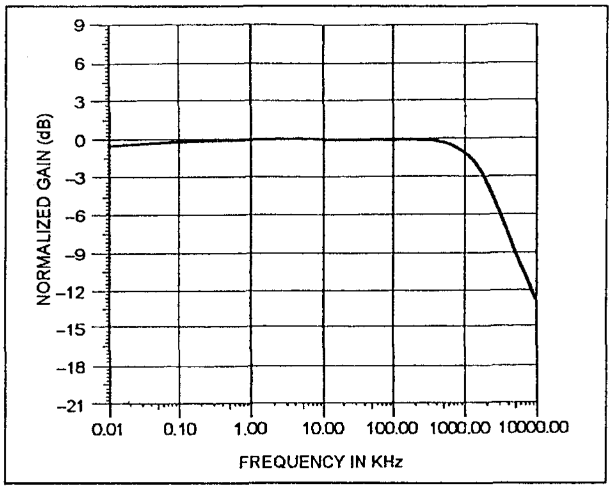
Figuur 14/1.3-20: De timing-parameters van de X9C102.

Audio-prestaties

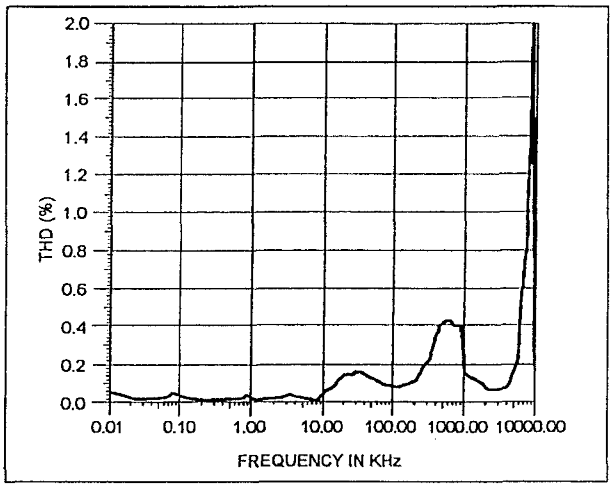
In figuur 14/1.3-21 is het frequentiebereik van de X9C102 gegeven bij een testspanning van 0,5 $V_{effectief}$ en de loper op de middelste tap. Hieruit blijkt dat men de schakeling zonder noemenswaardige verzwakking kan gebruiken tot ongeveer 0,5 MHz. In figuur 14/1.3-22 is de vervorming van de X9C102 weergegeven, bij een ingangssignaal van 2,0 V_{eff} en de loper op de middelste tap.

Figuur 14/1.3-23 geeft een indruk van het lineariteitsverloop over het volledig bereik van de potentiometer.

1.3 Type-beschrijving elektronische potentiometers



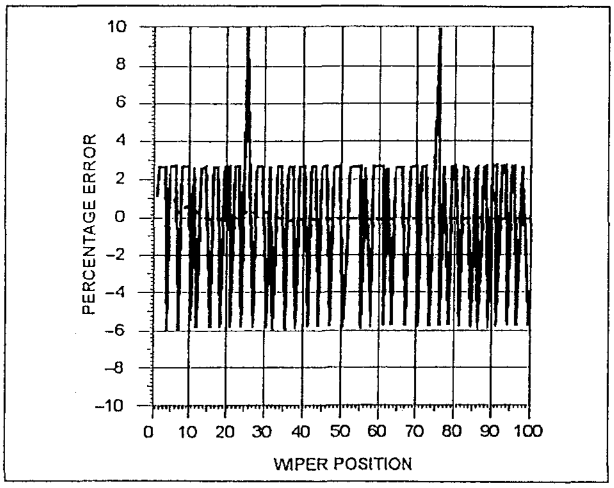
Figuur 14/1.3-21: De frequentiekarakteristiek van de X9C102.



Figuur 14/1.3-22: De vervorming van de X9C102.

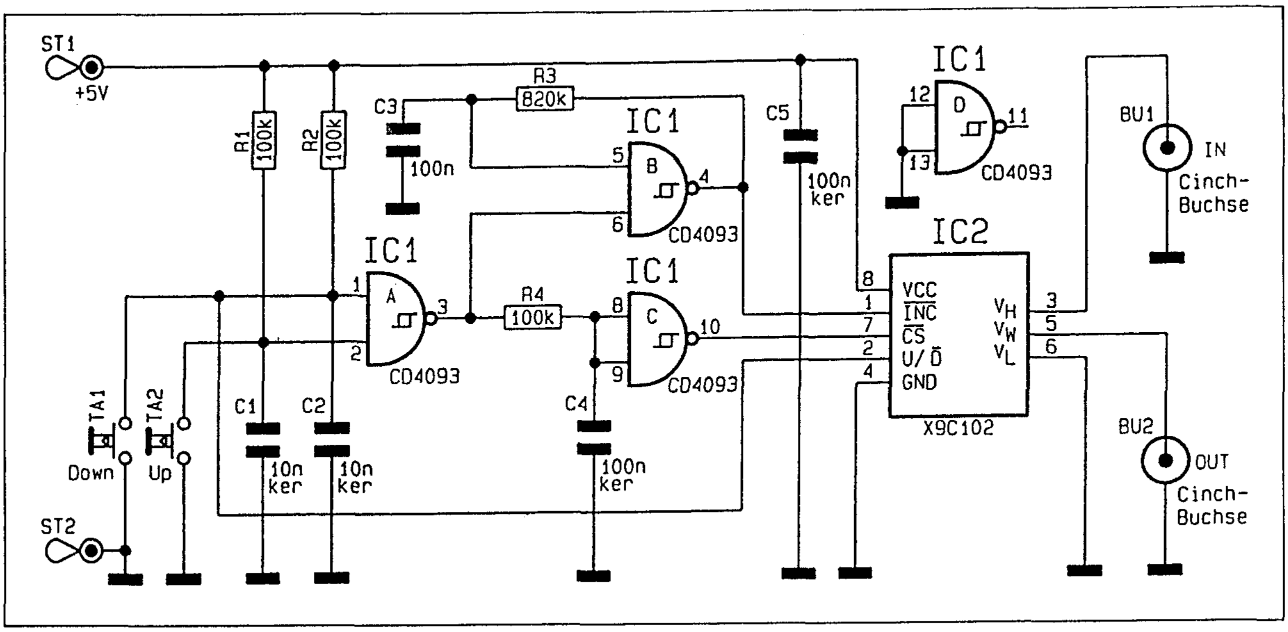
Voorbeeld-schakeling
- figuur 14/1.3-24:

Deze digitale potentiometer wordt bediend door middel van twee drukknoppen TA1 en TA2. TA1 is de "Down"-knop, TA2 de "Up"-toets. Beide toetsen zijn aangesloten op de twee ingangen van een geïntegreerde Schmitt-trigger van het type CD4093. De twee ingangen van de poort A worden via de weerstanden R1 en R2 met de +5 V voeding verbonden. De uitgang van poort IC1 is dus "L". Drukt men een van de drukknoppen is, dan wordt een van de ingangen naar "L" getrokken, zodat de uitgang van de poort "H" wordt. De condensatoren C1 en C2 onderdrukken de bounce-eigenschappen van de contacten van de drukschakelaar. Iedere druk op de knop zal een eenduidige positieve flank op de uitgang van de poort genereren. Rond de poort IC1B is een oscillator opgebouwd, die een signaal met een frequentie van ongeveer 30 Hz genereert. Die oscillator kan echter alleen oscilleren, als de onderste ingang "H" is. Dit gebeurt op het moment dat er op een van de drukknoppen wordt gedrukt. De uitgang van de poort stuurt de $\overline{\text{INC}}$-ingang van de elektronische potentiometer IC2, de ingebouwde teller gaat dus gestuurd worden met 30 Hz. Het hoge signaal op de uitgang van poort A stuurt via het vertragend netwerkje R4/C4 de ingangen van poort IC1C. Na enige tijd gaat de uitgang van deze poort naar "L", zodat de Chip Select geactiveerd wordt en de elektronische potentiometer uit de stand-by modus wordt gehaald. De telpulsen worden verwerkt, de loper van de potentiometer gaat met 30 stappen per seconde "op" en "neer". De U/$\overline{\text{D}}$-ingang is rechtstreeks verbonden met de drukknop TA1. Drukt men op deze knop, dan wordt deze ingang "L" en gaat de teller aftellen.



Figuur 14/1.3-23: Het lineariteitsverloop van de X9C102.

1.3 Type-beschrijving elektronische potentiometers



Figuur 14/1.3-24: Een praktische schakeling voor het aansturen van een elektronische potentiometer van het type X9C102.

Drukt men niet op deze knop, dan blijft deze ingang "H", zodat opgeteld zal worden. Laat men beide drukknoppen met rust, dan stopt de oscillator en de teller wordt niet meer gestuurd. Even later gaat de uitgang van poort C naar "H", zodat de Chip Select "H" wordt en de elektronische potentiometer naar de stand-by stand gaat. De loper blijft staan in de stand waar de laatste telpuls hem naar toe heeft gestuurd.

X9C103

digitaal, 1 x 100 tap's, 10 kΩ, lineair

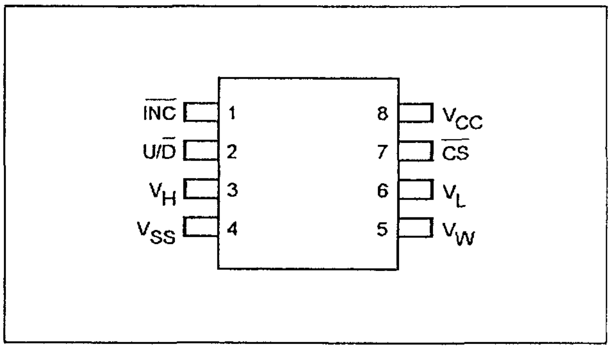
De X9C103 bevat één digitale lineaire potentiometer met 100 aftakkingen. De totale weerstandsketen heeft een waarde van 10 kΩ, zodat iedere loperverplaatsing overeen komt met een weerstandsvariatie van 101 Ω. De schakeling werkt volgens het in de inleiding beschreven principe. De spanning over de potentiometer mag 10 V bedragen, het spanningsbereik van deze 10 V ligt tussen -5 V en +5 V.

Technische gegevens

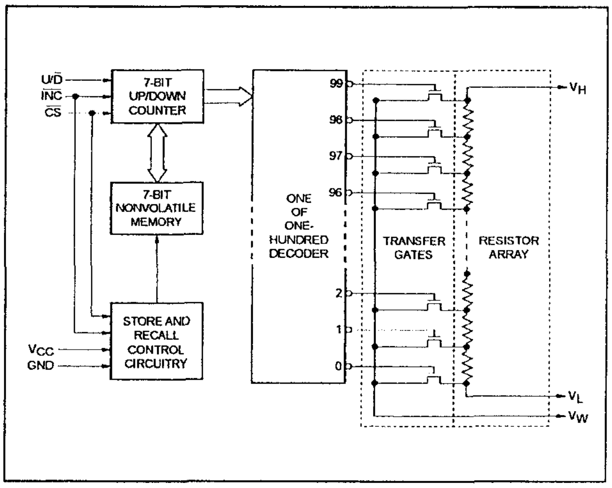
- fabrikant: Xicor
- behuizing: DIL-8, SOIC-8
- aansluitgegevens: figuur 14/1.3-25
- intern blokschema: figuur 14/1.3-26
- voedingsspanning:
  +7 V max., +5 V aanbevolen
- voedingsstroom:
  in bedrijf: 3 mA max.
  in stand-by: 500 µA
- maximale weerstand:
  10 kΩ
- resolutie:
  101 Ω
- weerstandstolerantie:
  +/-20 % van maximale waarde
- stroom door loper:
  +/-1 mA max.
- weerstand van loper:
  40 Ω typisch
- spanning over potentiometer:
  10 V max.
- spanning aan potmeter-einden:
  -5 V min., +5 V max.
- ruisspanning:
  -120 dB/√Hz
- resolutie instelling:
  1 % van maximale waarde
- lineariteit:

1.3 Type-beschrijving elektronische potentiometers

+/-1,0 %
- ingangscapaciteiten:
  10 pF max.
- aantal geheugen-operaties:
  10.000 min.
- temperatuurscoëfficiënt:
  +300 ppm/°C typisch
- logische "L":
  +0,8 V max.
- logische "H":
  +2,0 V min.



Figuur 14/1.3-25: Aansluitgegevens van de X9C103.



Figuur 14/1.3-26: Intern blokschema van de X9C103.

Functie van de pennen

- $\overline{INC}$, Increment:
  Een flank-negatief getriggerde ingang, die de inhoud van de teller met één eenheid verlaagt of verhoogt, afhankelijk van het niveau op de U/$\overline{D}$-pen.
- U/$\overline{D}$, Up/Down:
  Het logisch niveau op deze ingang bepaalt of de teller-inhoud wordt verhoogd of verlaagd. De teller telt af als deze ingang "L" is en telt op als deze ingang "H" is.
- V_H en V_L, Potmeter:
  Deze twee pennen vormen de uiteinden van de elektronische potentiometer. De indexen "L" en "H" hebben niets te maken met lage of hoge spanning: beide ingangen kunnen, onafhankelijk van elkaar, op iedere spanning binnen het toegelaten bereik staan.
  De indexen hebben alleen betekenis in die zin dat als de teller aftelt de "loper" meer naar V_L wordt verplaatst en als de teller optelt de loper meer naar V_H wordt verschoven.
- V_W, Wiper Terminal:
  Dit is de "loper" van de elektronische potentiometer, die afhankelijk van het op- of neertellen, naar V_H of V_L wordt verplaatst.
  De elektronische schakelaars werken volgens het "make before break"-principe. Eerst gaat dus de geselecteerde FET geleiden, nadien gaat de daarvoor geselecteerde FET naar sper. Gedurende een zeer korte tijd zal er dus één weerstand uit de keten worden kortgesloten. Als men de potentiometer heel snel pulst, heeft dit wel tot gevolg dat er diverse aftakkingsweerstanden even volledig kortgesloten worden en dat de totale weerstand van de keten even daalt.
- $\overline{CS}$, Chip Select:
  Met een "L" op deze ingang kan men de chip activeren. De stand van de teller wordt aangepast aan de gegevens in het niet-vluchtige geheugen en de "loper" wordt naar de door de teller-inhoud voorgeschreven plaats gestuurd. Maakt men deze ingang "H", dan wordt de momentele stand van de teller overgedragen naar het geheugen, blijft de "loper" vast verbonden met de potentiometer en gaat het IC naar een mode waarin zeer weinig stroom

1.3 Type-beschrijving elektronische potentiometers

wordt verbruikt. De potentiometer blijft dus in deze situatie werken!
- V_{CC}, Supply Voltage:
  De voedingsaansluiting van het IC.
- V_{SS}, Ground:
  De massa-aansluiting van de chip. Deze pen hoeft niet op de laagste spanning te staan, de drie V-pennen kunnen in de meeste gevallen negatieve spanningen verdragen.

Waarheidstabel en timing

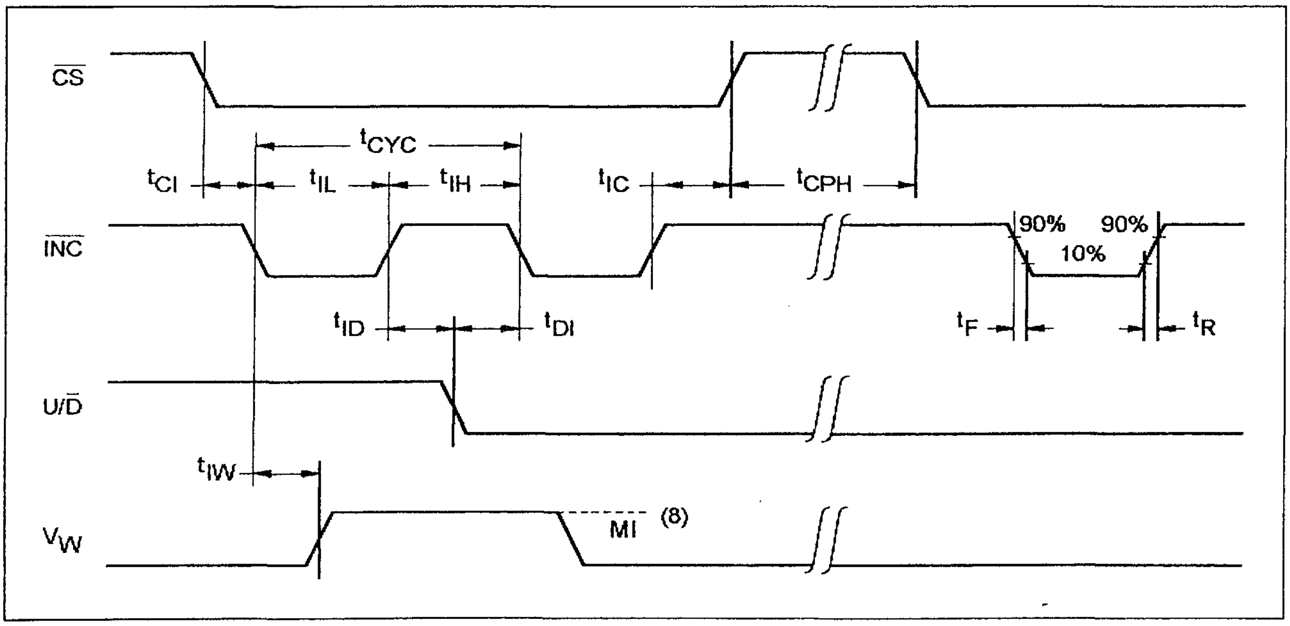
De waarheidstabel van deze schakeling is voorgesteld in figuur 14/1.3-27, het timing-diagram in figuur 14/1.3-28 en de timing-parameters in de tabel van figuur 14/1.3-29. Hieruit volgt in welke volgorde men de pulsen op de drie digitale ingangen moet aanbrengen: eerst $\overline{C}$, dan $U/\overline{D}$ op het juiste niveau instellen en tot slot $\overline{IN}$ pulsen tot de loper de gewenste stand bereikt heeft.

Audio-prestaties

In figuur 14/1.3-30 is het frequentiebereik van de X9C103 gegeven bij een testspanning van 0,5 $V_{effectief}$ en de loper op de middelste tap. Hieruit blijkt dat men de schakeling zonder noemenswaardige verzwakking kan gebruiken tot ongeveer 100 kHz. In figuur 14/1.3-31 is de vervorming van de X9C103 weergegeven, bij een ingangssignaal van 2,0 V_{eff} en de loper op de middelste tap. Figuur 14/1.3-32 geeft een indruk van het lineariteitsverloop over het volledig bereik van de potentiometer.

$\overline{CS}$	$\overline{INC}$	$U/\overline{D}$	Mode
L	\	H	Wiper Up
L	\	L	Wiper Down
/	H	X	Store Wiper Position
H	X	X	Standby Current
/	L	X	No Store, Return to Standby

Figuur 14/1.3-27: De waarheidstabel van de X9C103.

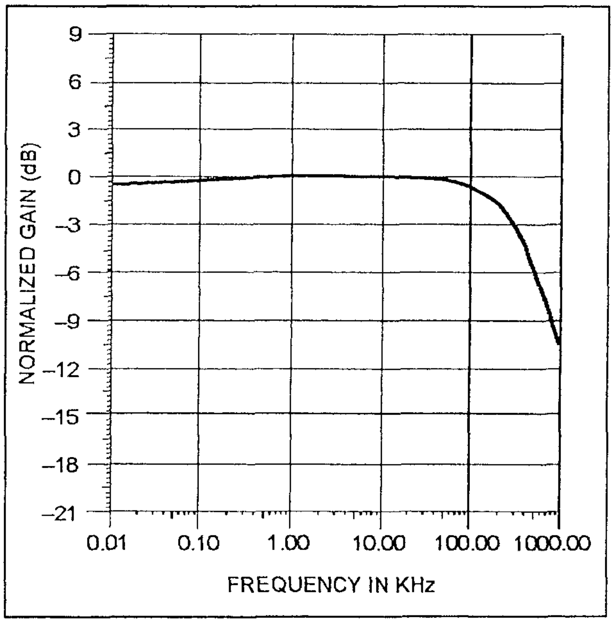


Figuur 14/1.3-28: Het timing-diagram van de X9C103.

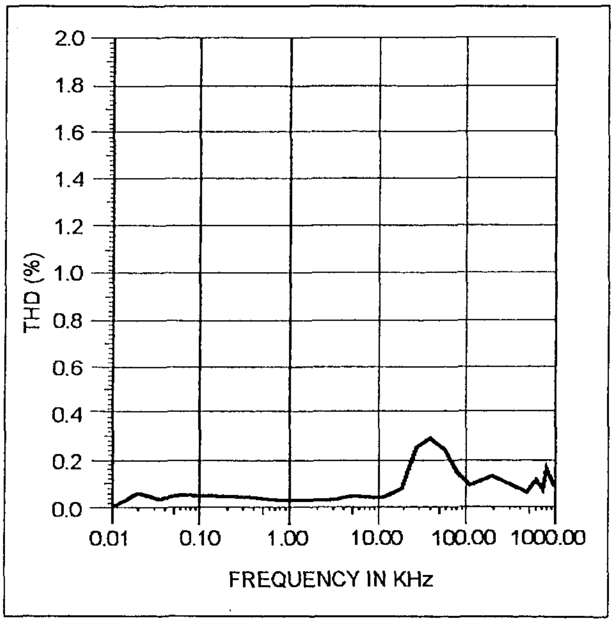
1.3 Type-beschrijving elektronische potentiometers

Symbol	Parameter	Limits			Units
		Min.	Typ.(6)	Max.	
t_{CI}	$\overline{CS}$ to $\overline{INC}$ Setup	100			ns
t_{ID}	$\overline{INC}$ HIGH to U/$\overline{D}$ Change	100			ns
t_{DI}	U/$\overline{D}$ to $\overline{INC}$ Setup	2.9			µs
t_{IL}	$\overline{INC}$ LOW Period	1			µs
t_{IH}	$\overline{INC}$ HIGH Period	1			µs
t_{IC}	$\overline{INC}$ Inactive to $\overline{CS}$ Inactive	1			µs
t_{CPH}	$\overline{CS}$ Deselect Time	20			ms
t_{IW}	$\overline{INC}$ to Vw Change		100	500	µs
t_{CYC}	$\overline{INC}$ Cycle Time	4			µs
t_R, t_F(7)	$\overline{INC}$ Input Rise and Fall Time			500	µs
t_{PU}(7)	Power up to Wiper Stable			500	µs
t_R V_{CC}(7)	V_{CC} Power-up Rate	0.2		50	mV/µs

Figuur 14/1.3-29: De timing-parameters van de X9C103.

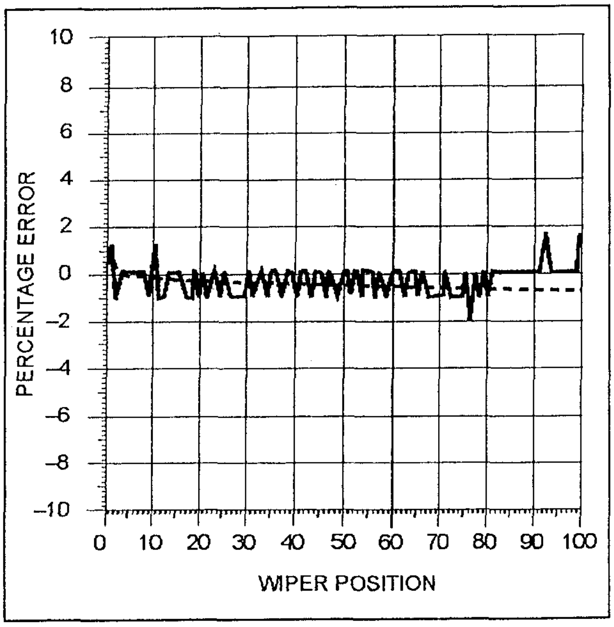


Figuur 14/1.3-30: De frequentiekarakteristiek van de X9C103.

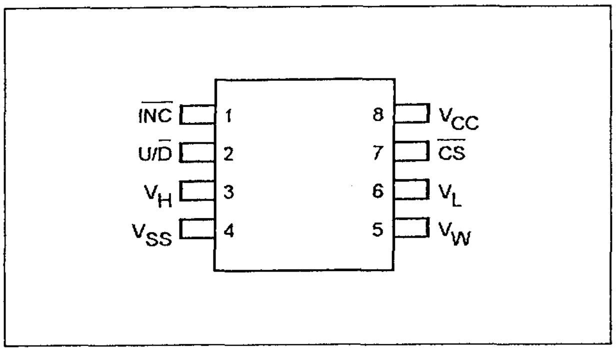


Figuur 14/1.3-31: De vervorming van de X9C103.

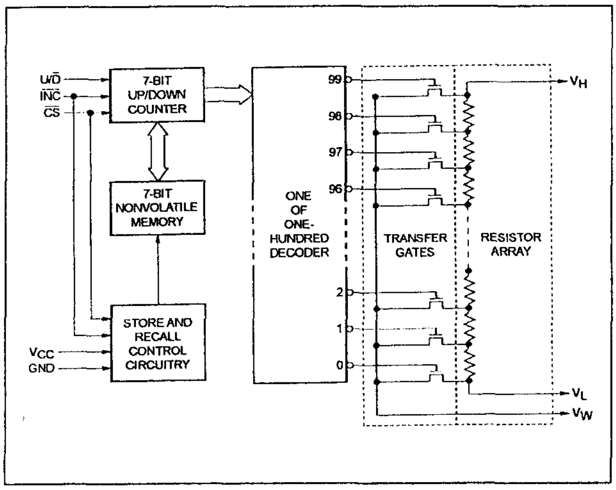
1.3 Type-beschrijving elektronische potentiometers



Figuur 14/1.3-32: Het lineariteitsverloop van de X9C103.



Figuur 14/1.3-33: Aansluitgegevens van de X9C104.



Figuur 14/1.3-34: Intern blokschema van de X9C104.

X9C104

digitaal, 1 x 100 tap's, 100 kΩ, lineair

De X9C104 bevat één digitale lineaire potentiometer met 100 aftakkingen. De totale weerstandsketen heeft een waarde van 100 kΩ, zodat iedere loperverplaatsing overeen komt met een weerstandsvariatie van 1,01 kΩ. De schakeling werkt volgens het in de inleiding beschreven principe. De spanning over de potentiometer mag 10 V bedragen, het spanningsbereik van deze 10 V ligt tussen -5 V en +5 V.

Technische gegevens

- fabrikant: Xicor
- behuizing: DIL-8, SOIC-8
- aansluitgegevens: figuur 14/1.3-33
- intern blokschema: figuur 14/1.3-34
- voedingsspanning:
  +7 V max., +5 V aanbevolen
- voedingsstroom:
  in bedrijf: 3 mA max.
  in stand-by: 500 µA
- maximale weerstand:
  100 kΩ
- resolutie:
  1,01 kΩ
- weerstandstolerantie:
  +/-20 % van maximale waarde
- stroom door loper:
  +/-1 mA max.
- weerstand van loper:
  40 Ω typisch
- spanning over potentiometer:
  10 V max.
- spanning aan potmeter-einden:
  -5 V min., +5 V max.
- ruisspanning:
  -120 dB/√Hz
- resolutie instelling:
  1 % van maximale waarde
- lineariteit:

1.3 Type-beschrijving elektronische potentiometers

+/-1,0 %
- ingangscapaciteiten:
  10 pF max.
- aantal geheugen-operaties:
  10.000 min.
- temperatuurscoëfficiënt:
  +300 ppm/°C typisch
- logische "L":
  +0,8 V max.
- logische "H":
  +2,0 V min.

$\overline{CS}$	$\overline{INC}$	$U/\overline{D}$	Mode
L	⤥	H	Wiper Up
L	⤥	L	Wiper Down
⤴	H	X	Store Wiper Position
H	X	X	Standby Current
⤴	L	X	No Store, Return to Standby

Figuur 14/1.3-35: De waarheidstabel van de X9C104.

Functie van de pennen

- $\overline{INC}$, Increment:
  Een flank-negatief getriggerde ingang, die de inhoud van de teller met één eenheid verlaagt of verhoogt, afhankelijk van het niveau op de $U/\overline{D}$-pen.
- $U/\overline{D}$, Up/Down:
  Het logisch niveau op deze ingang bepaalt of de teller-inhoud wordt verhoogd of verlaagd. De teller telt af als deze ingang "L" is en telt op als deze ingang "H" is.
- V_H en V_L, Potmeter:
  Deze twee pennen vormen de uiteinden van de elektronische potentiometer. De indexen "L" en "H" hebben niets te maken met lage of hoge spanning: beide ingangen kunnen, onafhankelijk van elkaar, op iedere spanning binnen het toegelaten bereik staan. De indexen hebben alleen betekenis in die zin dat als de teller aftelt de "loper" meer naar V_L wordt verplaatst en als de teller optelt de loper meer naar V_H wordt verschoven.
- V_W, Wiper Terminal:
  Dit is de "loper" van de elektronische potentiometer, die afhankelijk van het op- of neertellen, naar V_H of V_L wordt verplaatst. De elektronische schakelaars werken volgens het "make before break"-principe. Eerst gaat dus de geselecteerde FET geleiden, nadien gaat de daarvoor geselecteerde FET naar sper. Gedurende een zeer korte tijd zal er dus één weerstand uit de keten worden kortgesloten. Als men de potentiometer heel snel pulst, heeft dit wel tot gevolg dat er diverse aftakkingsweerstanden even volledig kortgesloten worden en dat de totale weerstand van de keten even daalt.
- $\overline{CS}$, Chip Select:
  Met een "L" op deze ingang kan men de chip activeren. De stand van de teller wordt aangepast aan de gegevens in het niet-vluchtige geheugen en de "loper" wordt naar de door de teller-inhoud voorgeschreven plaats gestuurd. Maakt men deze ingang "H", dan wordt de momentele stand van de teller overgedragen naar het geheugen, blijft de "loper" vast verbonden met de potentiometer en gaat het IC naar een mode waarin zeer weinig stroom wordt verbruikt. De potentiometer blijft dus in deze situatie werken!
- V_{CC}, Supply Voltage:
  De voedingsaansluiting van het IC.
- V_{SS}, Ground:
  De massa-aansluiting van de chip. Deze pen hoeft niet op de laagste spanning te staan, de drie V-pennen kunnen in de meeste gevallen negatieve spanningen verdragen.

Waarheidstabel en timing

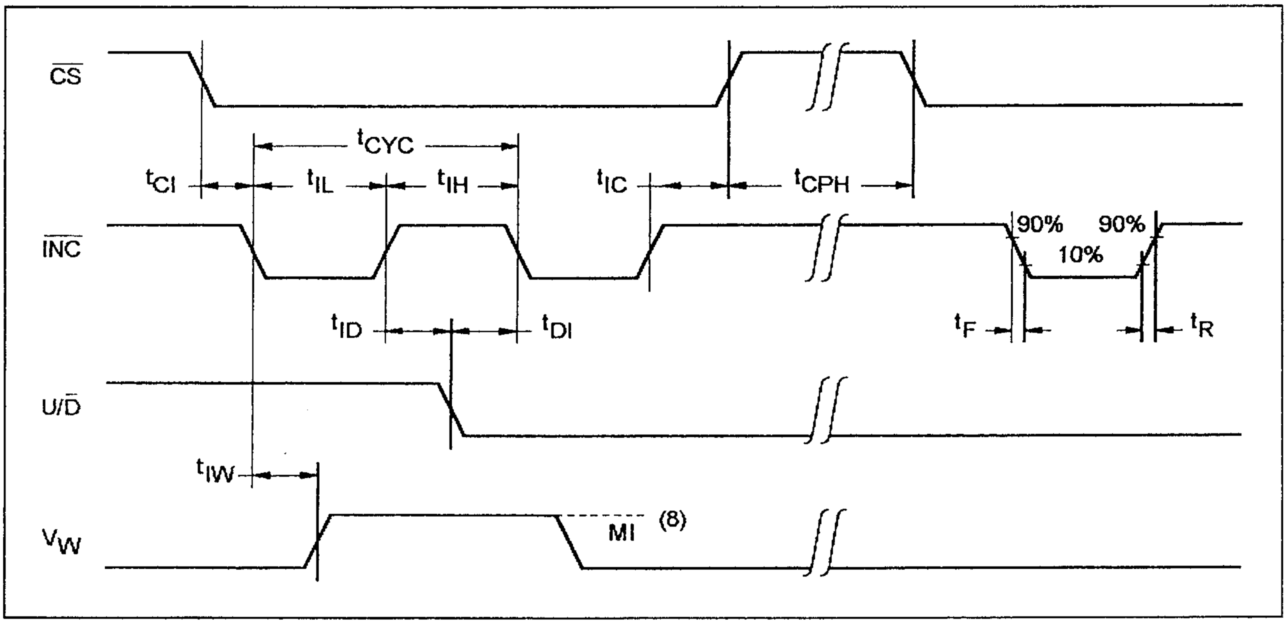
De waarheidstabel van deze schakeling is voorgesteld in figuur 14/1.3-35, het timingdiagram in figuur 14/1.3-36 en de timingparameters in de tabel van figuur 14/1.3-37. Hieruit volgt in welke volgorde men de pulsen op de drie digitale ingangen moet aanbren-

gen: eerst $\overline{C}$, dan $U/\overline{D}$ op het juiste niveau instellen en tot slot $\overline{IN}$ pulsen tot de loper de gewenste stand bereikt heeft.

Audio-prestaties

In figuur 14/1.3-30 is het frequentiebereik van de X9C104 gegeven bij een testspanning van 0,5 $V_{effectief}$ en de loper op de middelste tap. Hieruit blijkt dat men de schakeling zonder noemenswaardige verzwakking slechts kan gebruiken tot ongeveer 10 kHz!

Het -3 dB punt ligt bij ongeveer 50 kHz. Een en ander is waarschijnlijk een gevolg van de hoge weerstandswaarde en de invloeden van paracitaire capaciteiten.

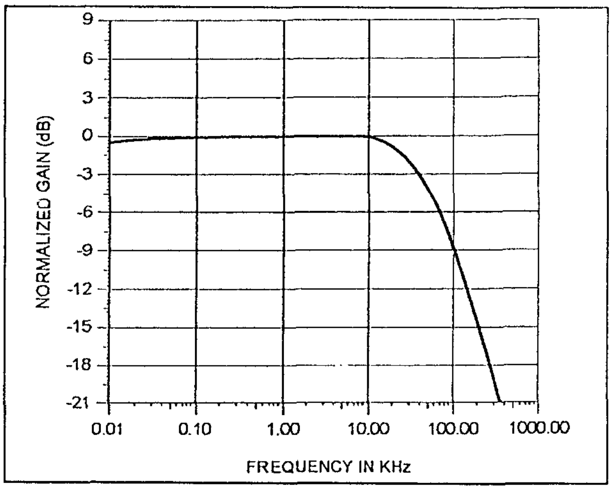


Figuur 14/1.3-36: Het timing-diagram van de X9C104.

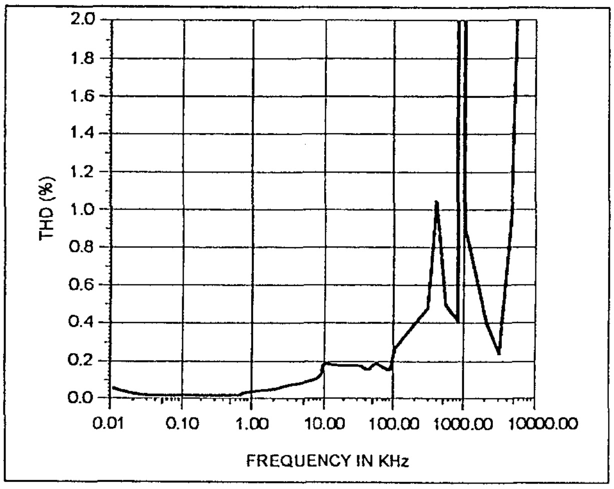
Symbol	Parameter	Limits			Units
		Min.	Typ.(6)	Max.	
t_{CI}	$\overline{CS}$ to $\overline{INC}$ Setup	100			ns
t_{ID}	$\overline{INC}$ HIGH to $U/\overline{D}$ Change	100			ns
t_{DI}	$U/\overline{D}$ to $\overline{INC}$ Setup	2.9			µs
t_{IL}	$\overline{INC}$ LOW Period	1			µs
t_{IH}	$\overline{INC}$ HIGH Period	1			µs
t_{IC}	$\overline{INC}$ Inactive to $\overline{CS}$ Inactive	1			µs
t_{CPH}	$\overline{CS}$ Deselect Time	20			ms
t_{IW}	$\overline{INC}$ to V_W Change		100	500	µs
t_{CYC}	$\overline{INC}$ Cycle Time	4			µs
t_R, t_F(7)	$\overline{INC}$ Input Rise and Fall Time			500	µs
t_{PU}(7)	Power up to Wiper Stable			500	µs
t_R V_{CC}(7)	V_{CC} Power-up Rate	0.2		50	mV/µs

Figuur 14/1.3-37: De timing-parameters van de X9C104.

1.3 Type-beschrijving elektronische potentiometers



Figuur 14/1.3-38: De frequentiekarakteristiek van de X9C104.



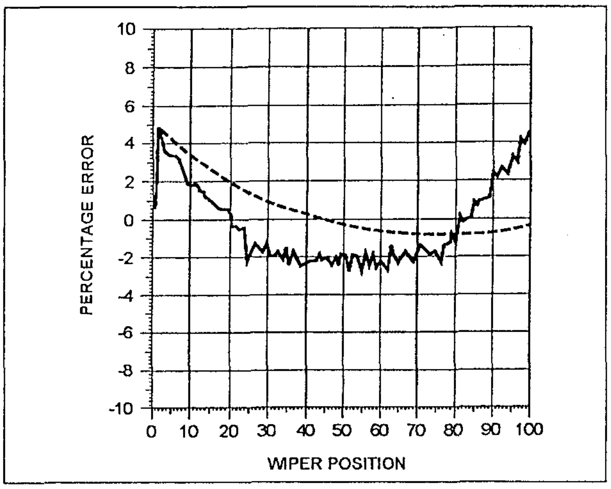
Figuur 14/1.3-39: De vervorming van de X9C104.

In figuur 14/1.3-39 is de vervorming van de X9C104 weergegeven, bij een ingangssignaal van 2,0 V_{eff} en de loper op de middelste tap. Figuur 14/1.3-40 geeft een indruk van het lineariteitsverloop over het volledig bereik van de potentiometer.

X9C503

digitaal, 1 x 100 tap's, 50 kΩ, lineair

De X9C503 bevat één digitale lineaire potentiometer met 100 aftakkingen. De totale weerstandsketen heeft een waarde van 50 kΩ, zodat iedere loperverplaatsing overeen komt met een weerstandsvariatie van 505 Ω. De schakeling werkt volgens het in de inleiding beschreven principe. De spanning over de potentiometer mag 10 V bedragen, het spanningsbereik van deze 10 V ligt tussen -5 V en +5 V.



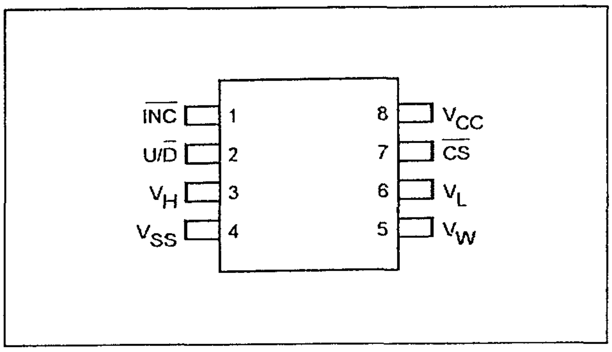
Figuur 14/1.3-40: Het lineariteitsverloop van de X9C104.

Technische gegevens

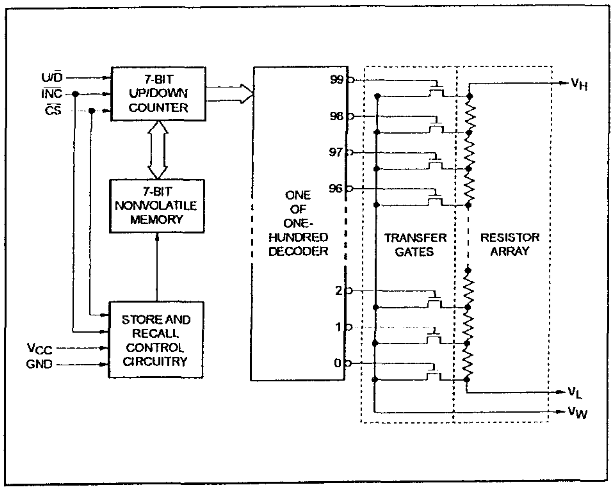
- fabrikant: Xicor
- behuizing: DIL-8, SOIC-8
- aansluitgegevens: figuur 14/1.3-41
- intern blokschema: figuur 14/1.3-42
- voedingsspanning:
  +7 V max., +5 V aanbevolen
- voedingsstroom:
  in bedrijf: 3 mA max.
  in stand-by: 500 μA
- maximale weerstand:
  50 kΩ
- resolutie:
  505 Ω
- weerstandstolerantie:
  +/-20 % van maximale waarde
- stroom door loper:
  +/-1 mA max.
- weerstand van loper:
  40 Ω typisch
- spanning over potentiometer:
  10 V max.
- spanning aan potmeter-einden:

1.3 Type-beschrijving elektronische potentiometers

-5 V min., +5 V max.
- ruisspanning:
  -120 dB/√Hz
- resolutie instelling:
  1 % van maximale waarde
- lineariteit:
  +/-1,0 %
- ingangscapaciteiten:
  10 pF max.
- aantal geheugen-operaties:
  10.000 min.
- temperatuurscoëfficiënt:
  +300 ppm/°C typisch
- logische "L":
  +0,8 V max.
- logische "H":
  +2,0 V min.



Figuur 14/1.3-41: Aansluitgegevens van de X9C503.



Figuur 14/1.3-42: Intern blokschema van de X9C503.

Functie van de pennen
- $\overline{INC}$, Increment:
  Een flank-negatief getriggerde ingang, die de inhoud van de teller met één eenheid verlaagt of verhoogt, afhankelijk van het niveau op de U/$\overline{D}$-pen.
- U/$\overline{D}$, Up/Down:
  Het logisch niveau op deze ingang bepaalt of de teller-inhoud wordt verhoogd of verlaagd. De teller telt af als deze ingang "L" is en telt op als deze ingang "H" is.
- V_H en V_L, Potmeter:
  Deze twee pennen vormen de uiteinden van de elektronische potentiometer. De indexen "L" en "H" hebben niets te maken met lage of hoge spanning: beide ingangen kunnen, onafhankelijk van elkaar, op iedere spanning binnen het toegelaten bereik staan. De indexen hebben alleen betekenis in die zin dat als de teller aftelt de "loper" meer naar V_L wordt verplaatst en als de teller optelt de loper meer naar V_H wordt verschoven.
- V_W, Wiper Terminal:
  Dit is de "loper" van de elektronische potentiometer, die afhankelijk van het op- of neertellen, naar V_H of V_L wordt verplaatst. De elektronische schakelaars werken volgens het "make before break"-principe. Eerst gaat dus de geselecteerde FET geleiden, nadien gaat de daarvoor geselecteerde FET naar sper. Gedurende een zeer korte tijd zal er dus één weerstand uit de keten worden kortgesloten. Als men de potentiometer heel snel pulst, heeft dit wel tot gevolg dat er diverse aftakkingsweerstanden even volledig kortgesloten worden en dat de totale weerstand van de keten even daalt.
- $\overline{CS}$, Chip Select:
  Met een "L" op deze ingang kan men de chip activeren. De stand van de teller wordt aangepast aan de gegevens in het niet-vluchtige geheugen en de "loper" wordt naar de door de teller-inhoud voorgeschreven plaats gestuurd. Maakt men deze ingang "H", dan wordt de momentele stand van de teller overgedragen naar het

geheugen, blijft de “loper” vast verbonden met de potentiometer en gaat het IC naar een mode waarin zeer weinig stroom wordt verbruikt. De potentiometer blijft dus in deze situatie werken!

- V_{CC}, Supply Voltage:
  De voedingsaansluiting van het IC.
- V_{SS}, Ground:
  De massa-aansluiting van de chip. Deze pen hoeft niet op de laagste spanning te staan, de drie V-pennen kunnen in de meeste gevallen negatieve spanningen verdragen.

Waarheidstabel en timing

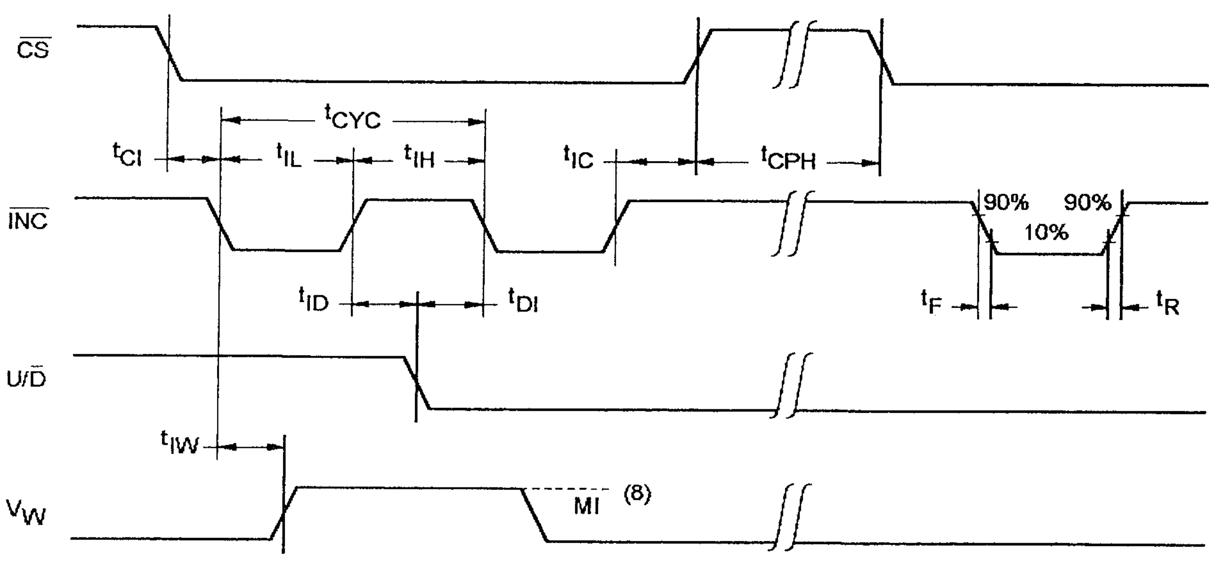
De waarheidstabel van deze schakeling is voorgesteld in figuur 14/1.3-43, het timing-diagram in figuur 14/1.3-44 en de timing-parameters in de tabel van figuur 14/1.3-45. Hieruit volgt in welke volgorde men de pulsen op de drie digitale ingangen moet aanbrengen: eerst $\overline{C}$, dan $U/\overline{D}$ op het juiste niveau instellen en tot slot $\overline{IN}$ pulsen tot de loper de gewenste stand bereikt heeft.

$\overline{CS}$	$\overline{INC}$	$U/\overline{D}$	Mode
L	⤥	H	Wiper Up
L	⤥	L	Wiper Down
⤴	H	X	Store Wiper Position
H	X	X	Standby Current
⤴	L	X	No Store, Return to Standby

Figuur 14/1.3-43: De waarheidstabel van de X9C503.

Audio-prestaties

In figuur 14/1.3-46 is het frequentiebereik van de X9C503 gegeven bij een testspanning van 0,5 $V_{effectief}$ en de loper op de middelste tap. Hieruit blijkt dat men de schakeling zonder noemenswaardige verzwakking kan gebruiken tot ongeveer 10 kHz. In figuur 14/1.3-47 is de vervorming van de X9C503 weergegeven, bij een ingangssignaal van 2,0 V_{eff} en de loper op de middelste tap.

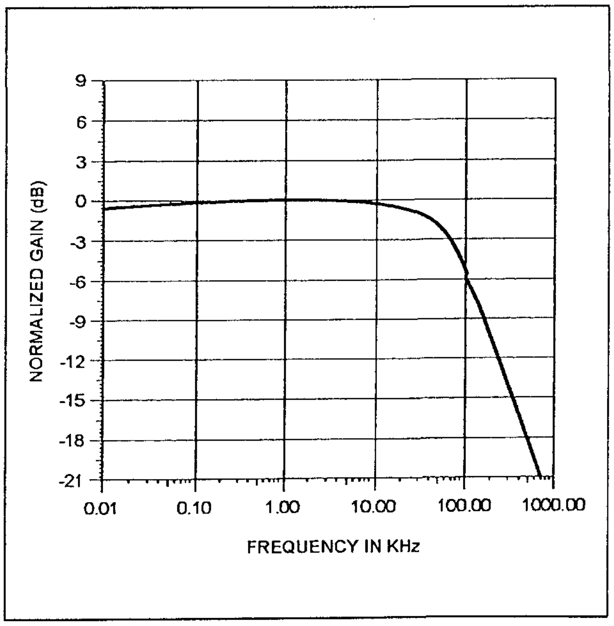


Figuur 14/1.3-44: Het timing-diagram van de X9C503.

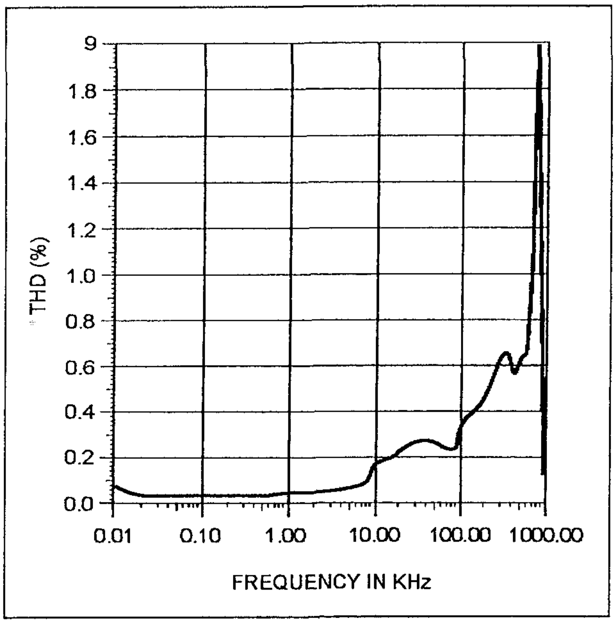
1.3 Type-beschrijving elektronische potentiometers

Symbol	Parameter	Limits			Units
		Min.	Typ.(6)	Max.	
t_{CI}	$\overline{CS}$ to $\overline{INC}$ Setup	100			ns
t_{ID}	$\overline{INC}$ HIGH to U/$\overline{D}$ Change	100			ns
t_{DI}	U/$\overline{D}$ to $\overline{INC}$ Setup	2.9			µs
t_{IL}	$\overline{INC}$ LOW Period	1			µs
t_{IH}	$\overline{INC}$ HIGH Period	1			µs
t_{IC}	$\overline{INC}$ Inactive to $\overline{CS}$ Inactive	1			µs
t_{CPH}	$\overline{CS}$ Deselect Time	20			ms
t_{IW}	$\overline{INC}$ to Vw Change		100	500	µs
t_{CYC}	$\overline{INC}$ Cycle Time	4			µs
t_R, t_F(7)	$\overline{INC}$ Input Rise and Fall Time			500	µs
t_{PU}(7)	Power up to Wiper Stable			500	µs
t_R V_{CC}(7)	V_{CC} Power-up Rate	0.2		50	mV/µs

Figuur 14/1.3-45: De timing-parameters van de X9C503.

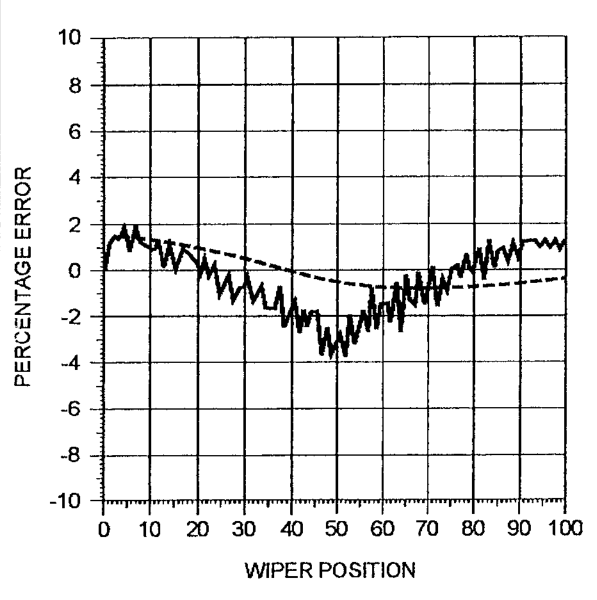


Figuur 14/1.3-46: De frequentiekarakteristiek van de X9C503.



Figuur 14/1.3-47: De vervorming van de X9C503.

1.3 Type-beschrijving elektronische potentiometers



Figuur 14/1.3-48: Het lineariteitsverloop van de X9C503.

Figuur 14/1.3-48 geeft een indruk van het lineariteitsverloop over het volledig bereik van de potentiometer.

X9312Z/W/U/T

digitaal,

1 x 100 tap's, 1/10/50/100 kΩ, lineair

De X9312 bevat één digitale lineaire potentiometer met 100 aftakkingen.

De totale weerstandsketen heeft een waarde van 1 kΩ, 10 kΩ, 50 kΩ of 100 kΩ, zodat iedere loperverplaatsing overeen komt met een weerstandsvariatie van 10,1 Ω, 101 Ω, 505 Ω of 1,101 kΩ. De schakeling werkt volgens het in de inleiding beschreven principe.

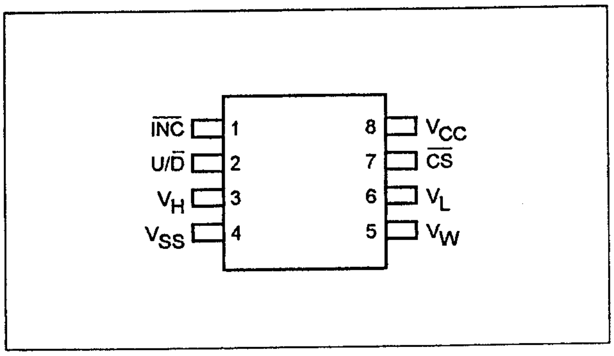
De aansluitingen van de elektronische potentiometer kunnen worden aangesloten op spanningen tussen 0 V en +15 V. Ook de spanning over de potentiometer mag maximaal 15 V bedragen.

Technische gegevens

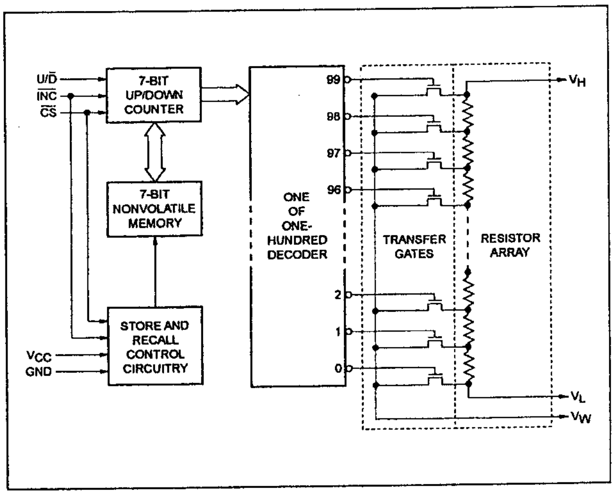
- fabrikant: Xicor
- behuizing: DIL-8, SOIC-8
- aansluitgegevens: figuur 14/1.3-49
- intern blokschema: figuur 14/1.3-50
- voedingsspanning:
  +7 V max., +5 V aanbevolen
- voedingsstroom:
  in bedrijf: 3 mA max.
  in stand-by: 500 μA
- maximale weerstand:
  - X9312Z:
    1 kΩ
  - X9312W:
    10 kΩ
  - X9312U:
    50 kΩ
  - X9312T:
    100 kΩ
- resolutie:
  - X9312Z:
    10,1 Ω
  - X9312W:
    101 Ω
  - X9312U:
    505 Ω
  - X9312T:
    1,01 kΩ
- weerstandstolerantie:
  +/-20 % van maximale waarde
- stroom door loper:
  +/-1 mA max.
- weerstand van loper:
  40 Ω typisch
- spanning over potentiometer:
  15 V max.
- spanning aan potmeter-einden:
  0 V min., +15 V max.
- ruisspanning:
  -120 dB/√Hz
- resolutie instelling:
  1 % van maximale waarde
- lineariteit:
  +/-1,0 %
- ingangscapaciteiten:
  10 pF max.
- aantal geheugen-operaties:
  10.000 min.
- temperatuurscoëfficiënt:
  +300 ppm/°C typisch
- logische "L":
  +0,8 V max.

1.3 Type-beschrijving elektronische potentiometers

- logische "H":
  +2,0 V min.



Figuur 14/1.3-49: Aansluitgegevens van de X9312.



Figuur 14/1.3-50: Intern blokschema van de X9312.

$\overline{CS}$	$\overline{INC}$	U/$\overline{D}$	Mode
L	↘	H	Wiper Up
L	↘	L	Wiper Down
↗	H	X	Store Wiper Position
H	X	X	Standby
↗	L	X	No Store, Return to Standby

Figuur 14/1.3-51: De waarheidstabel van de X9312.

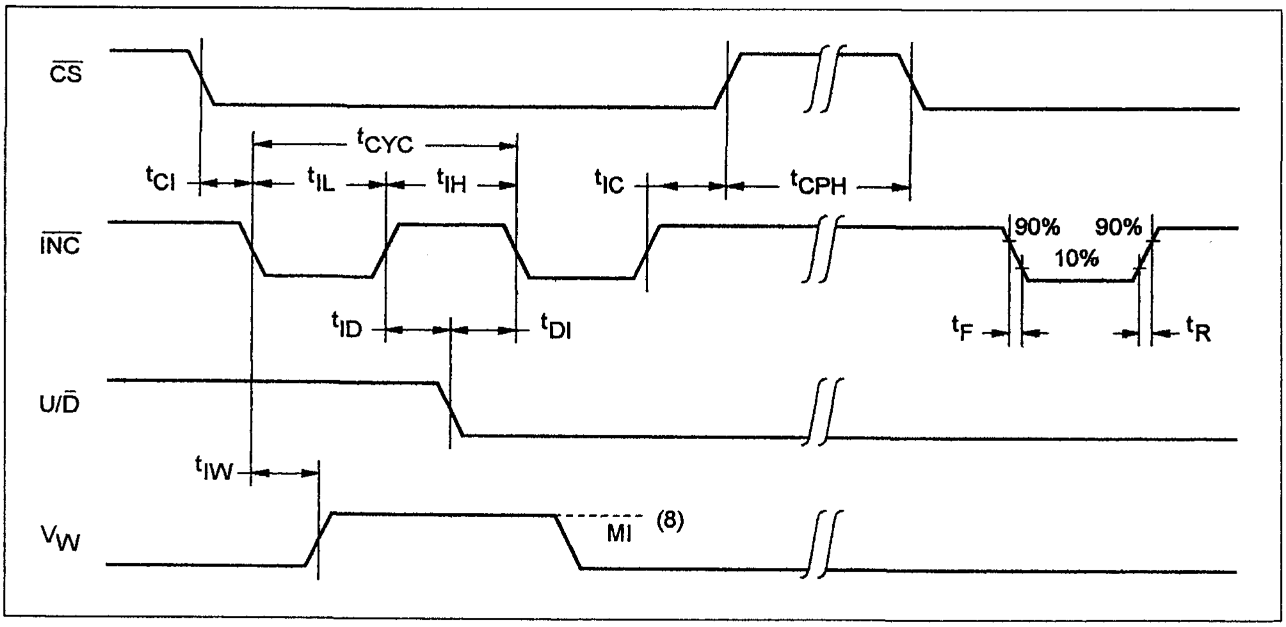
Functie van de pennen

- $\overline{INC}$, Increment:
  Een flank-negatief getriggerde ingang, die de inhoud van de teller met één eenheid verlaagt of verhoogt, afhankelijk van het niveau op de U/$\overline{D}$-pen.
- U/$\overline{D}$, Up/Down:
  Het logisch niveau op deze ingang bepaalt of de teller-inhoud wordt verhoogd of verlaagd. De teller telt af als deze ingang "L" is en telt op als deze ingang "H" is.
- V_H en V_L, Potmeter:
  Deze twee pennen vormen de uiteinden van de elektronische potentiometer. De indexen hebben betekenis in die zin dat als de teller aftelt de "loper" meer naar V_L wordt verplaatst en als de teller optelt de loper meer naar V_H wordt verschoven.
- V_W, Wiper Terminal:
  Dit is de "loper" van de elektronische potentiometer, die afhankelijk van het op- of neertellen, naar V_H of V_L wordt verplaatst. De elektronische schakelaars werken volgens het "make before break"-principe. Eerst gaat dus de geselecteerde FET geleiden, nadien gaat de daarvoor geselecteerde FET naar sper. Gedurende een zeer korte tijd zal er dus één weerstand uit de keten worden kortgesloten. Als men de potentiometer heel snel pulst, heeft dit wel tot gevolg dat er diverse aftakkingsweerstanden even volledig kortgesloten worden en dat de totale weerstand van de keten even daalt.
- $\overline{CS}$, Chip Select:
  Met een "L" op deze ingang kan men de chip activeren. De stand van de teller wordt aangepast aan de gegevens in het niet-vluchtige geheugen en de "loper" wordt naar de door de teller-inhoud voorgeschreven plaats gestuurd. Maakt men deze ingang "H", dan wordt de momentele stand van de teller overgedragen naar het geheugen, blijft de "loper" vast verbonden met de potentiometer en gaat het IC naar een mode waarin zeer weinig stroom wordt verbruikt. De potentiometer blijft dus in deze situatie werken!

- V_{CC}, Supply Voltage:
  De voedingsaansluiting van het IC.
- V_{SS}, Ground:
  De massa-aansluiting van de chip.

Waarheidstabel en timing

De waarheidstabel van de X9312 is voorgesteld in figuur 14/1.3-51, het timing-diagram in figuur 14/1.3-52 en de timing-parameters in de tabel van figuur 14/1.3-53. Hieruit volgt in welke volgorde men de pulsen op de drie digitale ingangen moet aanbrengen: eerst $\overline{C}$, dan U/$\overline{D}$ op het juiste niveau instellen en tot slot $\overline{IN}$ pulsen tot de loper de gewenste stand bereikt heeft.



Figuur 14/1.3-52: Het timing-diagram van de X9312.

Symbol	Parameter	Limits Min.	Typ.(6)	Max.	Units
t_{CI}	$\overline{CS}$ to $\overline{INC}$ Setup	100			ns
t_{ID}	$\overline{INC}$ HIGH to U/$\overline{D}$ Change	100			ns
t_{DI}	U/$\overline{D}$ to $\overline{INC}$ Setup	1			µs
t_{IL}	$\overline{INC}$ LOW Period	1			µs
t_{IH}	$\overline{INC}$ HIGH Period	1			µs
t_{IC}	$\overline{INC}$ Inactive to $\overline{CS}$ Inactive	1			µs
t_{CPH}	$\overline{CS}$ Deselect Time	20			ms
t_{IW}	$\overline{INC}$ to Vw Change		100	500	µs
t_{CYC}	$\overline{INC}$ Cycle Time	1			µs
t_R, t_F(7)	$\overline{INC}$ Input Rise and Fall Time			500	µs
t_{PU}(7)	Power up to Wiper Stable			500	µs
t_R V_{CC}(7)	V_{CC} Power-up Rate	0.2		50	mV/µs

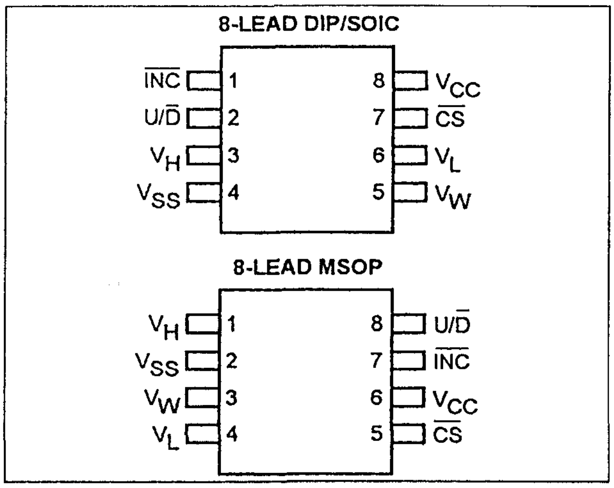
Figuur 14/1.3-53: De timing-parameters van de X9312.

1.3 Type-beschrijving elektronische potentiometers

X9313Z/W/U/T

digitaal, 1 x 32 tap's,
1/10/50/100 kΩ, lineair

De X9313 bevat één digitale lineaire potentiometer met 32 aftakkingen. De totale weerstands keten heeft een waarde van 1 kΩ, 10 kΩ, 50 kΩ of 100 kΩ, zodat iedere loperverplaatsing overeen komt met een weerstandsvariatie van 32,2 Ω, 323 Ω, 2,381 kΩ of 3,226 kΩ. De schakeling werkt volgens het in de inleiding beschreven principe. De aansluitingen van de elektronische potentiometer kunnen worden aangesloten op spanningen tussen -5 V en +5 V. De spanning over de potentiometer mag maximaal 10 V bedragen bij de W-, U- en T-versies en 4 V bij de Z-versie.

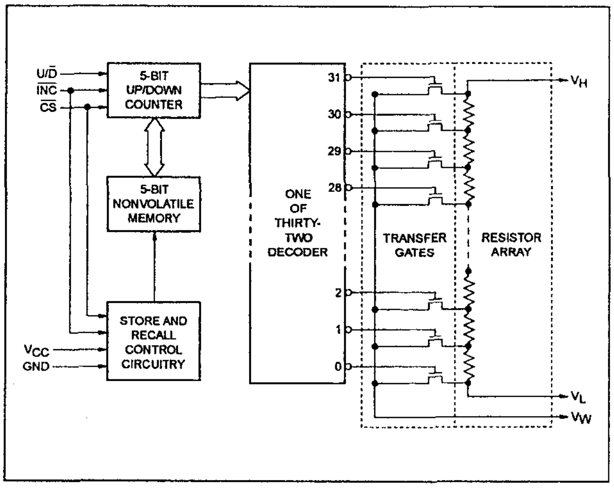


Figuur 14/1.3-54: Aansluitgegevens van de X9313.

Technische gegevens

- fabrikant: Xicor
- behuizing: DIL-8, SOIC-8, MSOP-8
- aansluitgegevens: figuur 14/1.3-54
- intern blokschema: figuur 14/1.3-55
- voedingsspanning:
  +7 V max., +5 V aanbevolen
- voedingsstroom:
  in bedrijf: 3 mA max.
  in stand-by: 200 μA
- maximale weerstand:
  - X9313Z:
    1 kΩ
  - X9313W:
    10 kΩ
  - X9313U:
    50 kΩ
  - X9313T:
    100 kΩ
- resolutie:
  - X9313Z:
    32,3 Ω
  - X9313W:
    323 Ω
  - X9313U:
    2,381 kΩ
  - X9313T:
    3,226 kΩ
- weerstandstolerantie:
  +/-20 % van maximale waarde
- stroom door loper:
  +/-1 mA max.
- weerstand van loper:
  40 Ω typisch
- spanning over potentiometer:
  - Z-type:
    4 V max.
  - overige:
    10 V max.
- spanning aan potmeter-einden:
  -5 V min., +5 V max.
- ruisspanning:
  -120 dB/√Hz
- resolutie instelling:
  3 % van maximale waarde
- lineariteit:
  +/-1,0 %
- ingangscapaciteiten:
  10 pF max.
- aantal geheugen-operaties:
  10.000 min.
- temperatuurscoëfficiënt:
  - Z-type:
    +600 ppm/°C typisch
  - overige:
    +300 ppm/°C typisch
- logische "L":
  +0,8 V max.
- logische "H":
  +2,0 V min.

1.3 Type-beschrijving elektronische potentiometers



Figuur 14/1.3-55: Intern blokschema van de X9313.

Functie van de pennen

- $\overline{INC}$, Increment:
  Een flank-negatief getriggerde ingang, die de inhoud van de teller met één eenheid verlaagt of verhoogt, afhankelijk van het niveau op de U/$\overline{D}$-pen.
- U/$\overline{D}$, Up/Down:
  Het logisch niveau op deze ingang bepaalt of de teller-inhoud wordt verhoogd of verlaagd. De teller telt af als deze ingang "L" is en telt op als deze ingang "H" is.
- V_H en V_L, Potmeter:
  Deze twee pennen vormen de uiteinden van de elektronische potentiometer. De indexen hebben betekenis in die zin dat als de teller aftelt de "loper" meer naar V_L wordt verplaatst en als de teller optelt de loper meer naar V_H wordt verschoven.
- V_W, Wiper Terminal:
  Dit is de "loper" van de elektronische potentiometer, die afhankelijk van het op- of neertellen, naar V_H of V_L wordt verplaatst. De elektronische schakelaars werken volgens het "make before break"-principe. Eerst gaat dus de geselecteerde FET geleiden, nadien gaat de daarvoor geselecteerde FET naar sper. Gedurende een zeer korte tijd zal er dus één weerstand uit de keten worden kortgesloten. Als men de potentiometer heel snel pulst, heeft dit wel tot gevolg dat er diverse aftakkingsweerstanden even volledig kortgesloten worden en dat de totale weerstand van de keten even daalt.
- $\overline{CS}$, Chip Select:
  Met een "L" op deze ingang kan men de chip activeren. De stand van de teller wordt aangepast aan de gegevens in het niet-vluchtige geheugen en de "loper" wordt naar de door de teller-inhoud voorgeschreven plaats gestuurd. Maakt men deze ingang "H", dan wordt de momentele stand van de teller overgedragen naar het geheugen, blijft de "loper" vast verbonden met de potentiometer en gaat het IC naar een mode waarin zeer weinig stroom wordt verbruikt. De potentiometer blijft dus in deze situatie werken!
- V_{CC}, Supply Voltage:
  De voedingsaansluiting van het IC.
- V_{SS}, Ground:
  De massa-aansluiting van de chip.

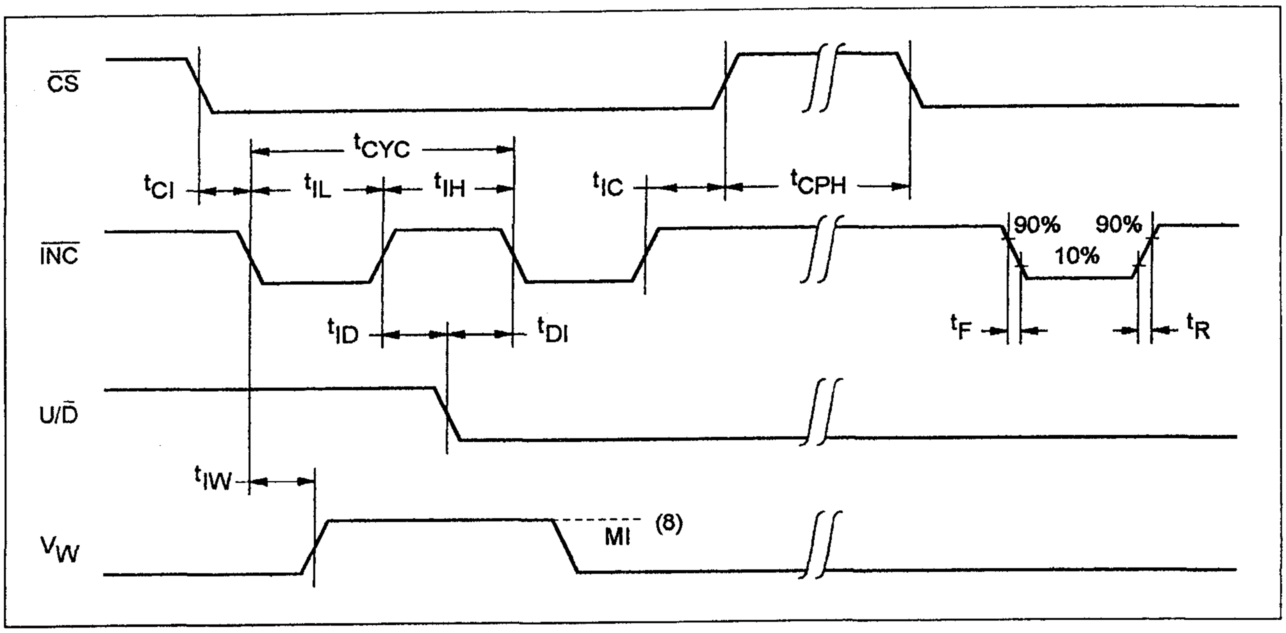
$\overline{CS}$	$\overline{INC}$	U/$\overline{D}$	Mode
L	↓	H	Wiper Up
L	↓	L	Wiper Down
↑	H	X	Store Wiper Position
H	X	X	Standby
↑	L	X	No Store, Return to Standby

Figuur 14/1.3-56: De waarheidstabel van de X9313.

Waarheidstabel en timing

De waarheidstabel van de X9313 is voorgesteld in figuur 14/1.3-56, het timingdiagram in figuur 14/1.3-57 en de timingparameters in de tabel van figuur 14/1.3-58. Hieruit volgt in welke volgorde men de pulsen op de drie digitale ingangen moet aanbrengen: eerst $\overline{C}$, dan U/$\overline{D}$ op het juiste niveau instellen en tot slot $\overline{IN}$ pulsen tot de loper de gewenste stand bereikt heeft.

1.3 Type-beschrijving elektronische potentiometers



Figuur 14/1.3-57: Het timing-diagram van de X9313.

Symbol	Parameter	Limits			Units
		Min.	Typ.(6)	Max.	
t_{CI}	$\overline{CS}$ to $\overline{INC}$ Setup	100			ns
t_{ID}	$\overline{INC}$ HIGH to U/$\overline{D}$ Change	100			ns
t_{DI}	U/$\overline{D}$ to $\overline{INC}$ Setup	2.9			µs
t_{IL}	$\overline{INC}$ LOW Period	1			µs
t_{IH}	$\overline{INC}$ HIGH Period	1			µs
t_{IC}	$\overline{INC}$ Inactive to $\overline{CS}$ Inactive	1			µs
t_{CPH}	$\overline{CS}$ Deselect Time	20			ms
t_{IW}	$\overline{INC}$ to Vw Change		100	500	µs
t_{CYC}	$\overline{INC}$ Cycle Time	4			µs
t_R, t_F(7)	$\overline{INC}$ Input Rise and Fall Time			500	µs
t_{PU}(7)	Power up to Wiper Stable			500	µs
t_R V_{CC}(7)	V_{CC} Power-up Rate	0.2		50	mV/µs

Figuur 14/1.3-58: De timing-parameters van de X9313.

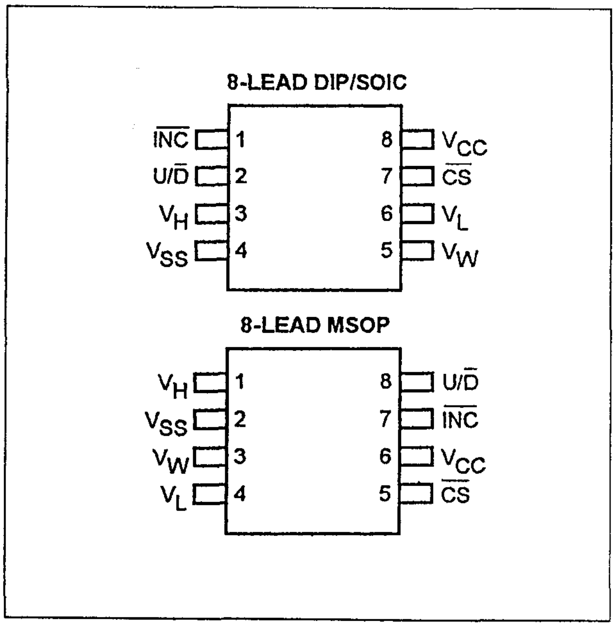
X9314

digitaal, 1 x 32 tap's, 10 kΩ, logaritmisch

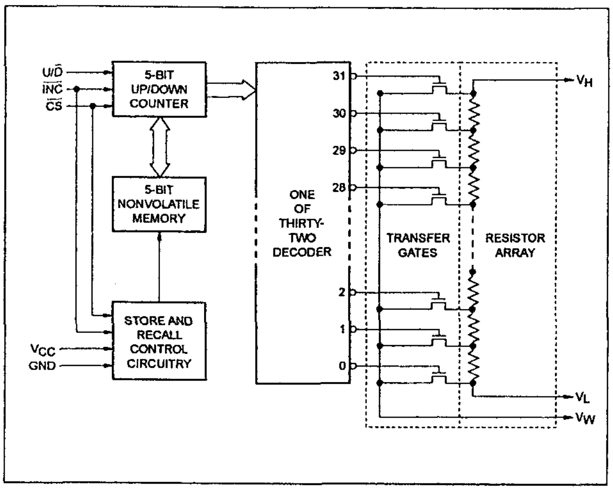
De X9314 bevat één digitale lineaire potentiometer met 32 aftakkingen.

De totale weerstandsketen heeft een waarde van 10 kΩ, die ***logaritmisch*** is ingedeeld over de 32 tap's. De schakeling werkt volgens het in de inleiding beschreven principe. De aansluitingen van de elektronische potentiometer kunnen worden aangesloten op spanningen tussen -5 V en +5 V. De spanning over de potentiometer mag maximaal 10 V bedragen.

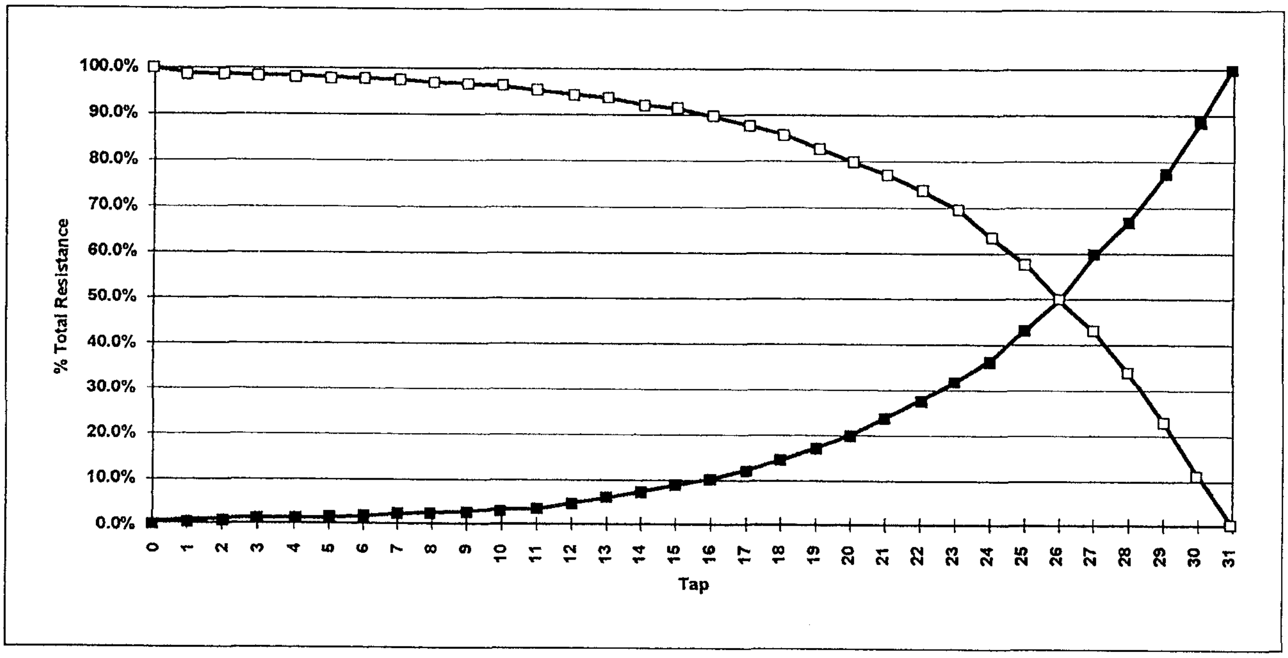
1.3 Type-beschrijving elektronische potentiometers



Figuur 14/1.3-59: Aansluitgegevens van de X9314.



Figuur 14/1.3-60: Intern blokschema van de X9314.



Figuur 14/1.3-61: Weerstandsverloop in functie van de tap's bij de X9314.

Technische gegevens

- fabrikant: Xicor
- behuizing: DIL-8, SOIC-8, MSOP-8
- aansluitgegevens: figuur 14/1.3-59
- intern blokschema: figuur 14/1.3-60
- voedingsspanning:
  +7 V max., +5 V aanbevolen
- voedingsstroom:
  in bedrijf: 3 mA max.
  in stand-by: 500 μA
- maximale weerstand:
  10 kΩ

1.3 Type-beschrijving elektronische potentiometers

- resolutie:
  323 Ω
- weerstandstolerantie:
  +/-20 % van maximale waarde
- stroom door loper:
  +/-1 mA max.
- weerstand van loper:
  40 Ω typisch
- spanning over potentiometer:
  10 V max.
- spanning aan potmeter-einden:
  -5 V min., +5 V max.
- ruisspanning:
  -120 dB/√Hz
- resolutie instelling:
  3 % van maximale waarde
- lineariteit:
  niet van toepassing (logaritmisch)
- weerstandsverloop:
  figuur 14/1.3-61
- ingangscapaciteiten:
  10 pF max.
- aantal geheugen-operaties:
  10.000 min.
- data houdbaarheid:
  100 jaar
- temperatuurscoëfficiënt:
  +600 ppm/°C typisch
- logische "L":
  +0,8 V max.
- logische "H":
  +2,0 V min.

$\overline{CS}$	$\overline{INC}$	U/$\overline{D}$	Mode
L	↓	H	Wiper Up
L	↓	L	Wiper Down
↑	H	X	Store Wiper Position
H	X	X	Standby
↑	L	X	No Store, Return to Standby

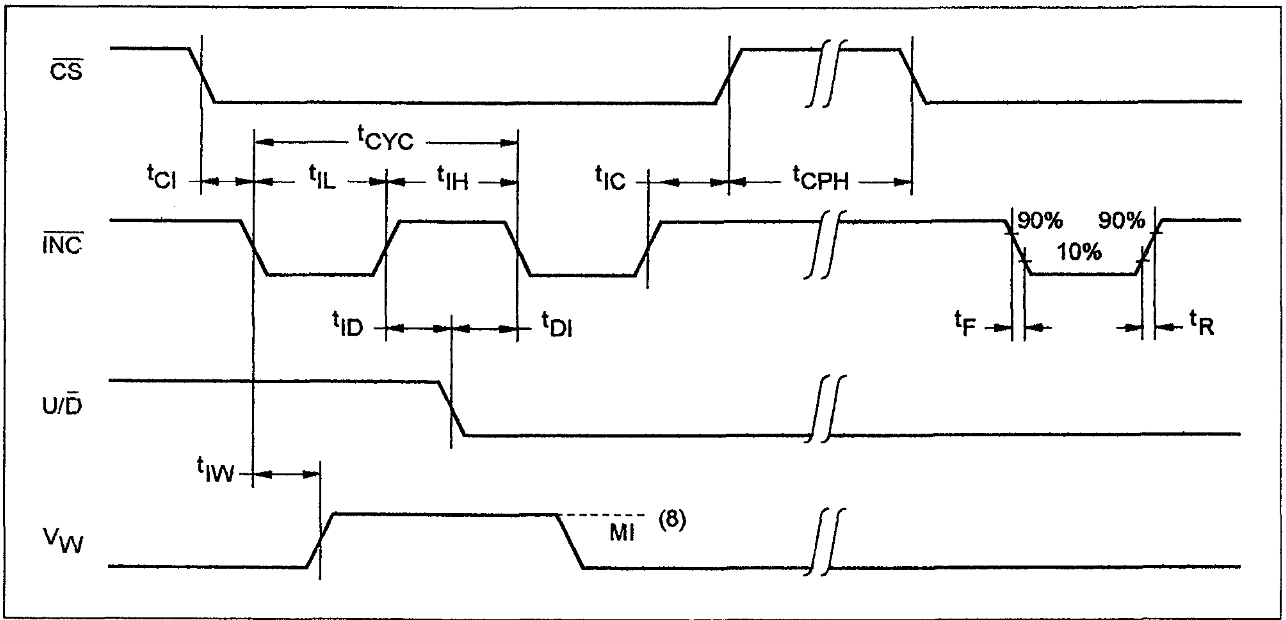
Figuur 14/1.3-62: De waarheidstabel van de X9314.

Functie van de pennen

- $\overline{INC}$, Increment:
  Een flank-negatief getriggerde ingang, die de inhoud van de teller met één eenheid verlaagt of verhoogt, afhankelijk van het niveau op de U/$\overline{D}$-pen.
- U/$\overline{D}$, Up/Down:
  Het logisch niveau op deze ingang bepaalt of de teller-inhoud wordt verhoogd of verlaagd. De teller telt af als deze ingang "L" is en telt op als deze ingang "H" is.
- V_H en V_L, Potmeter:
  Deze twee pennen vormen de uiteinden van de elektronische potentiometer. De indexen hebben betekenis in die zin dat als de teller aftelt de "loper" meer naar V_L wordt verplaatst en als de teller optelt de loper meer naar V_H wordt verschoven.
- V_W, Wiper Terminal:
  Dit is de "loper" van de elektronische potentiometer, die afhankelijk van het op- of neertellen, naar V_H of V_L wordt verplaatst. De elektronische schakelaars werken volgens het "make before break"-principe. Eerst gaat dus de geselecteerde FET geleiden, nadien gaat de daarvoor geselecteerde FET naar sper. Gedurende een zeer korte tijd zal er dus één weerstand uit de keten worden kortgesloten. Als men de potentiometer heel snel pulst, heeft dit wel tot gevolg dat er diverse aftakkingsweerstanden even volledig kortgesloten worden en dat de totale weerstand van de keten even daalt.
- $\overline{CS}$, Chip Select:
  Met een "L" op deze ingang kan men de chip activeren. De stand van de teller wordt aangepast aan de gegevens in het niet-vluchtige geheugen en de "loper" wordt naar de door de teller-inhoud voorgeschreven plaats gestuurd. Maakt men deze ingang "H", dan wordt de momentele stand van de teller overgedragen naar het geheugen, blijft de "loper" vast verbonden met de potentiometer en gaat het IC naar een mode waarin zeer weinig stroom wordt verbruikt. De potentiometer blijft dus in deze situatie werken!

- V_{CC}, Supply Voltage:
  De voedingsaansluiting van het IC.
- V_{SS}, Ground:
  De massa-aansluiting van de chip.

Waarheidstabel en timing
De waarheidstabel van de X9314 is voorgesteld in figuur 14/1.3-62, het timing-diagram in figuur 14/1.3-63 en de timing-parameters in de tabel van figuur 14/1.3-64. Hieruit volgt in welke volgorde men de pulsen op de drie digitale ingangen moet aanbrengen: eerst $\overline{C}$, dan $U/\overline{D}$ op het juiste niveau instellen en tot slot $\overline{IN}$ pulsen tot de loper de gewenste stand bereikt heeft.



Figuur 14/1.3-63: Het timing-diagram van de X9314.

Symbol	Parameter	Limits			Units
		Min.	Typ.(6)	Max.	
t_{CI}	$\overline{CS}$ to $\overline{INC}$ Setup	100			ns
t_{ID}	$\overline{INC}$ HIGH to $U/\overline{D}$ Change	100			ns
t_{DI}	$U/\overline{D}$ to $\overline{INC}$ Setup	2.9			µs
t_{IL}	$\overline{INC}$ LOW Period	1			µs
t_{IH}	$\overline{INC}$ HIGH Period	1			µs
t_{IC}	$\overline{INC}$ Inactive to $\overline{CS}$ Inactive	1			µs
t_{CPH}	$\overline{CS}$ Deselect Time	20			ms
t_{IW}	$\overline{INC}$ to Vw Change		100	500	µs
t_{CYC}	$\overline{INC}$ Cycle Time	4			µs
t_R, t_F(7)	$\overline{INC}$ Input Rise and Fall Time			500	µs
t_{PU}(7)	Power up to Wiper Stable			500	µs
t_R V_{CC}	V_{CC} Power-up Rate	0.2		50	mV/µs

Figuur 14/1.3-64: De timing-parameters van de X9314.

1.3 Type-beschrijving elektronische potentiometers

X9315Z/W

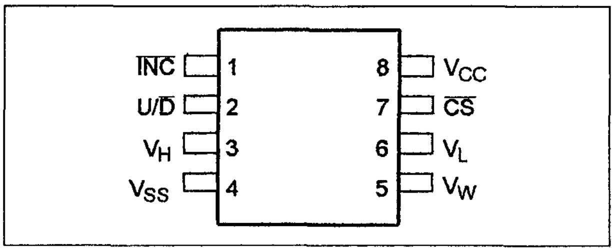
digitaal, 1 x 32 tap's, 1/10 kΩ, lineair

De X9315Z/W bevat één digitale lineaire potentiometer met 32 aftakkingen. De totale weerstandsketen heeft een waarde van 1 kΩ of 10 kΩ, zodat iedere loperverplaatsing overeen komt met een weerstandsvariatie van 32,2 Ω of 323 Ω. De schakeling werkt volgens het in de inleiding beschreven principe. De aansluitingen van de elektronische potentiometer kunnen worden aangesloten op spanningen tussen -1 V en +7 V. De spanning over de potentiometer mag maximaal 5 V bedragen.

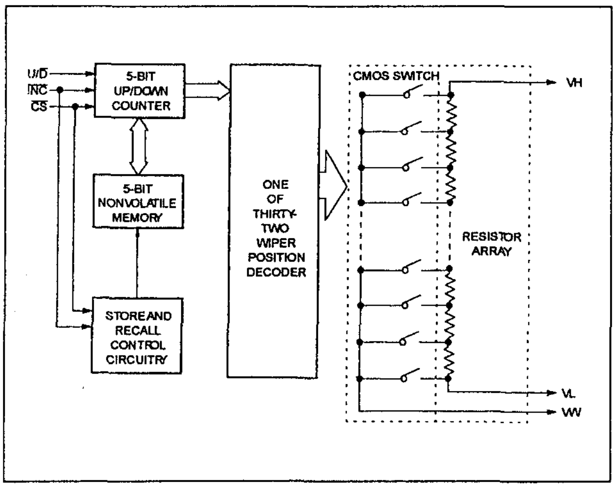
Deze schakeling is speciaal ontwikkeld voor toepassingen waarbij een zo laag mogelijke ruis van groot belang is.

Technische gegevens

- fabrikant: Xicor
- behuizing: DIL-8, SOIC-8, MSOP-8
- aansluitgegevens: figuur 14/1.3-65
- intern blokschema: figuur 14/1.3-66
- voedingsspanning:
  +7 V max., +5 V aanbevolen
- voedingsstroom:
  in bedrijf: 400 μA max.
  in stand-by: 1 μA
- maximale weerstand:
  - X9315Z:
    1 kΩ
  - X9315W:
    10 kΩ
- resolutie:
  - X9315Z:
    32,3 Ω
  - X9315W:
    323 Ω
- weerstandstolerantie:
  +/-20 % van maximale waarde
- stroom door loper:
  +/-1 mA max.
- weerstand van loper:
  400 Ω typisch
  1 kΩ max.
- spanning over potentiometer:
  5 V max.
- spanning aan potmeter-einden:
  -1 V min., +7 V max.
- ruisspanning:
  -140 dB/√Hz gemiddeld
  zie ook figuur 14/1.3-67
- resolutie instelling:
  3 % van maximale waarde
- lineariteit:
  +/-1,0 %
- ingangscapaciteiten:
  10 pF max.
- aantal geheugen-operaties:
  10.000 min.
- data houdbaarheid:
  100 jaar
- temperatuurscoëfficiënt:
  +300 ppm/°C typisch
- logische "L":
  +0,8 V max.
- logische "H":
  +2,0 V min.

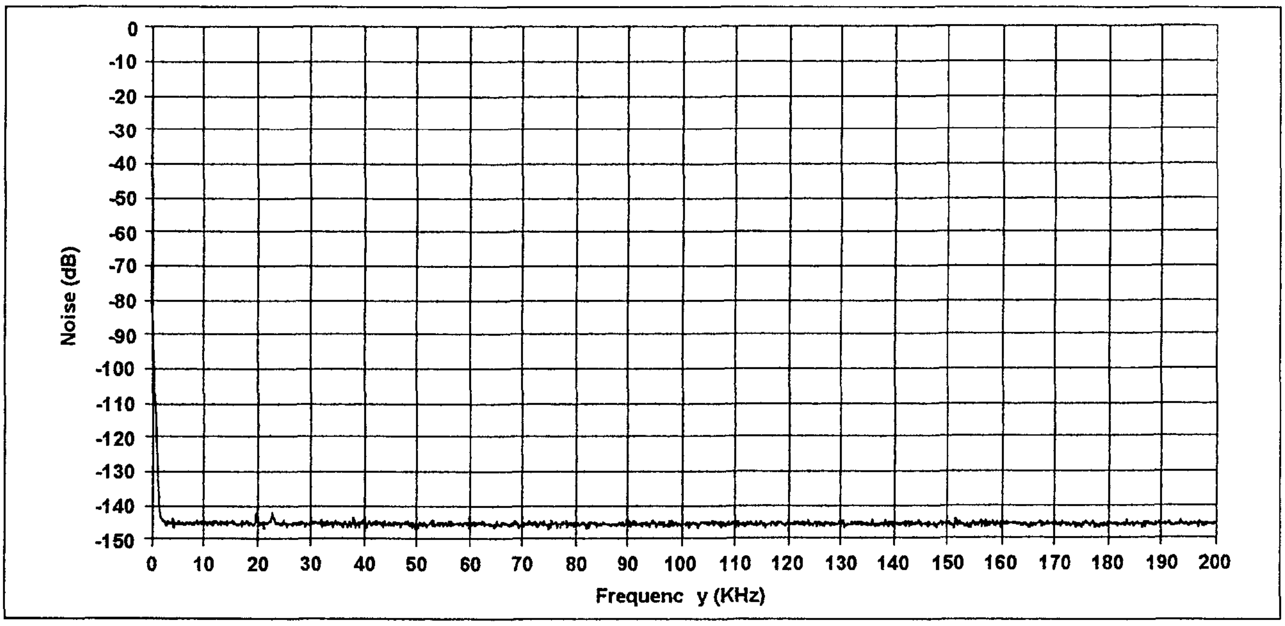


Figuur 14/1.3-65: Aansluitgegevens van de X9315.



Figuur 14/1.3-66: Intern blokschema van de X9315.

1.3 Type-beschrijving elektronische potentiometers



Figuur 14/1.3-67: Ruisspanning (dB) in functie van de signaalfrequentie bij de X9315.

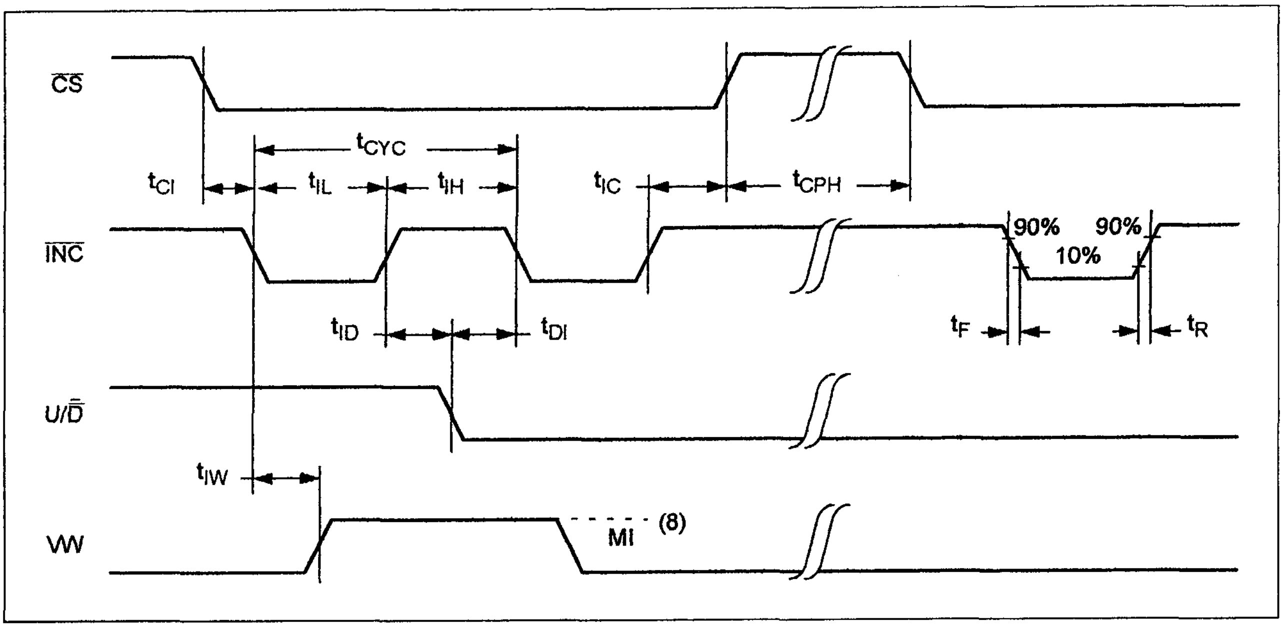
$\overline{CS}$	$\overline{INC}$	U/$\overline{D}$	Mode
L	⎺\⎽	H	Wiper Up
L	⎺\⎽	L	Wiper Down
⎽/⎺	H	X	Store Wiper Position
H	X	X	Standby
⎽/⎺	L	X	No Store, Return to Standby

Figuur 14/1.3-68: De waarheidstabel van de X9315.

Functie van de pennen

- $\overline{INC}$, Increment:
  Een flank-negatief getriggerde ingang, die de inhoud van de teller met één eenheid verlaagt of verhoogt, afhankelijk van het niveau op de U/$\overline{D}$-pen.
- U/$\overline{D}$, Up/Down:
  Het logisch niveau op deze ingang bepaalt of de teller-inhoud wordt verhoogd of verlaagd. De teller telt af als deze ingang "L" is en telt op als deze ingang "H" is.
- V_H en V_L, Potmeter:
  Deze twee pennen vormen de uiteinden van de elektronische potentiometer. De indexen hebben betekenis in die zin dat als de teller aftelt de "loper" meer naar V_L wordt verplaatst en als de teller optelt de loper meer naar V_H wordt verschoven.
- V_W, Wiper Terminal:
  Dit is de "loper" van de elektronische potentiometer, die afhankelijk van het op- of neertellen, naar V_H of V_L wordt verplaatst. De elektronische schakelaars werken volgens het "make before break"-principe. Eerst gaat dus de geselecteerde FET geleiden, nadien gaat de daarvoor geselecteerde FET naar sper. Gedurende een zeer korte tijd zal er dus één weerstand uit de keten worden kortgesloten. Als men de potentiometer heel snel pulst, heeft dit wel tot gevolg dat er diverse aftakkingsweerstanden even volledig kortgesloten worden en dat de totale weerstand van de keten even daalt.
- $\overline{CS}$, Chip Select:
  Met een "L" op deze ingang kan men de chip activeren. De stand van de teller wordt aangepast aan de gegevens in het niet-vluchtige geheugen en de "loper" wordt naar de door de teller-inhoud voorgeschreven plaats gestuurd.

1.3 Type-beschrijving elektronische potentiometers



Figuur 14/1.3-69: Het timing-diagram van de X9315.

		Limits			
Symbol	**Parameter**	**Min.**	**Typ.(6)**	**Max.**	**Units**
t_{CI}	$\overline{CS}$ to $\overline{INC}$ Setup	100			ns
t_{ID}	$\overline{INC}$ HIGH to U/$\overline{D}$ Change	100			ns
t_{DI}	U/$\overline{D}$ to $\overline{INC}$ Setup	2.9			µs
t_{IL}	$\overline{INC}$ LOW Period	1			µs
t_{IH}	$\overline{INC}$ HIGH Period	1			µs
t_{IC}	$\overline{INC}$ Inactive to $\overline{CS}$ Inactive	1			µs
t_{CPH}	$\overline{CS}$ Deselect Time (NO STORE)	100			ns
t_{IW}	$\overline{INC}$ to Vw Change		1	5	µs
t_{CYC}	$\overline{INC}$ Cycle Time	4			µs
t_R, t_F(7)	$\overline{INC}$ Input Rise and Fall Time			500	µs
t_{PU}(7)	Power up to Wiper Stable			5	µs
t_R V_{CC}(7)	V_{CC} Power-up Rate	0.2		50	mV/µs
t_{WR}	Store Cycle		5	10	ms

Figuur 14/1.3-70: De timing-parameters van de X9315.

Maakt men deze ingang "H", dan wordt de momentele stand van de teller overgedragen naar het geheugen, blijft de "loper" vast verbonden met de potentiometer en gaat het IC naar een mode waarin zeer weinig stroom wordt verbruikt. De potentiometer blijft dus in deze situatie werken!

- V_{CC}, Supply Voltage:
  De voedingsaansluiting van het IC.
- V_{SS}, Ground:
  De massa-aansluiting van de chip.

Waarheidstabel en timing

De waarheidstabel van de X9315 is voorgesteld in figuur 14/1.3-68, het timing-diagram in figuur 14/1.3-69 en de timing-parameters

in de tabel van figuur 14/1.3-70. Hieruit volgt in welke volgorde men de pulsen op de drie digitale ingangen moet aanbrengen: eerst $\overline{C}$, dan $U/\overline{D}$ op het juiste niveau instellen en tot slot $\overline{IN}$ pulsen tot de loper de gewenste stand bereikt heeft.

X9316Z/W

digitaal, 1 x 32 tap's, 1/10 kΩ, lineair

De X9316Z/W bevat één digitale lineaire potentiometer met 32 aftakkingen. De totale weerstandsketen heeft een waarde van 1 kΩ of 10 kΩ, zodat iedere loperverplaatsing overeen komt met een weerstandsvariatie van 32,2 Ω of 323 Ω. De schakeling werkt volgens het in de inleiding beschreven principe. De decoder die de positie van de loper bepaalt heeft twee afzonderlijke analoge voedingsaansluitingen V^+ en V^-, die met +/-5 V gevoed moeten worden. Deze scheiding tussen analoge en digitale voeding zorgt voor minimale overspraak via de voedingslijnen tussen besturing en signaalverwerking.

De aansluitingen van de elektronische potentiometer kunnen worden aangesloten op spanningen tussen -1 V en +7 V. De spanning over de potentiometer mag maximaal 4 V bedragen bij het Z-type en 10 V bij het W-type.

Deze schakeling is speciaal ontwikkeld voor toepassingen waarbij een zo laag mogelijke ruis en crosstalk van groot belang zijn.

Technische gegevens

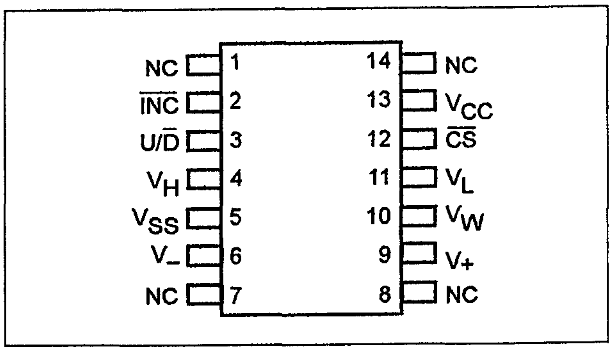
- fabrikant: Xicor
- behuizing: DIL-14, SOIC-14
- aansluitgegevens: figuur 14/1.3-71
- intern blokschema: figuur 14/1.3-72
- voedingsspanning:
  +7 V max., +5 V aanbevolen
- voedingsstroom:
  in bedrijf: 3 mA max.
  in stand-by: 1 μA
  I^+: 1 mA max.
  I^-: 1 mA max.
- maximale weerstand:
  - X9316Z:
    1 kΩ
  - X9316W:
    10 kΩ
- resolutie:
  - X9316Z:
    32,3 Ω
  - X9316W:
    323 Ω
- weerstandstolerantie:
  +/-20 % van maximale waarde
- stroom door loper:
  +/-1 mA max.
- weerstand van loper:
  100 Ω typisch
  200 Ω max.
- spanning over potentiometer:
  - Z-type:
    4 V max.
  - W-type:
    10 V
- spanning aan potmeter-einden:
  -1 V min., +7 V max.
- ruisspanning:
  -140 dB/√Hz gemiddeld
  zie ook figuur 14/1.3-73
- resolutie instelling:
  3 % van maximale waarde
- lineariteit:
  +/-1,0 %
- ingangscapaciteiten:
  10 pF max.
- aantal geheugen-operaties:
  10.000 min.
- data houdbaarheid:
  100 jaar
- temperatuurscoëfficiënt:
  +300 ppm/°C typisch
- logische "L":
  +0,8 V max.
- logische "H":
  +2,0 V min.

Functie van de pennen

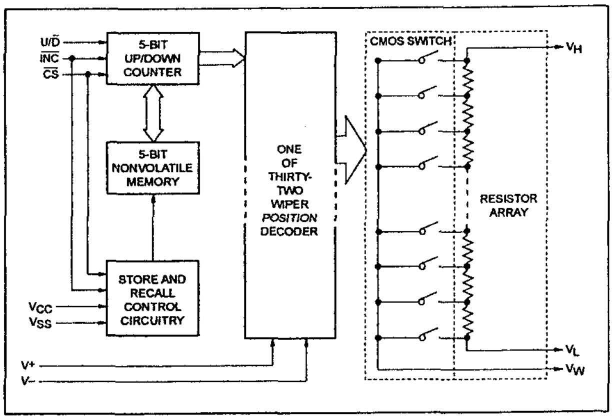
- $\overline{INC}$, Increment:
  Een flank-negatief getriggerde ingang, die de inhoud van de teller met één eenheid

1.3 Type-beschrijving elektronische potentiometers

verlaagt of verhoogt, afhankelijk van het niveau op de U/$\overline{D}$-pen.



Figuur 14/1.3-71: Aansluitgegevens van de X9316.



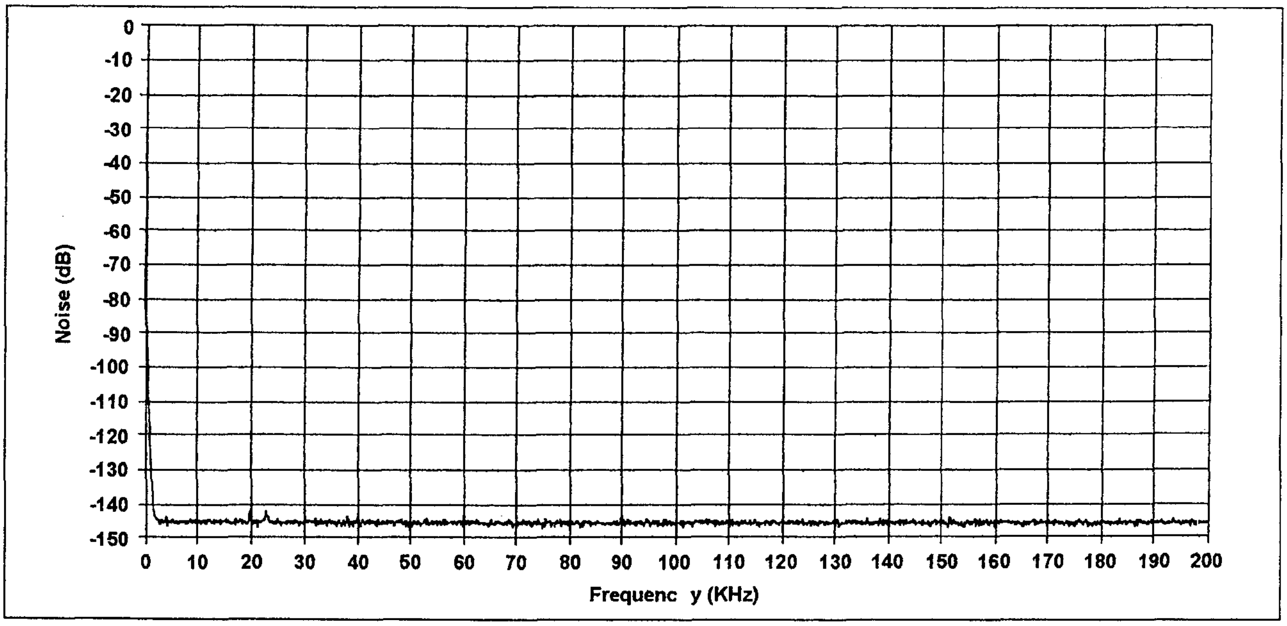
Figuur 14/1.3-72: Intern blokschema van de X9316.

- U/$\overline{D}$, Up/Down:
  Het logisch niveau op deze ingang bepaalt of de teller-inhoud wordt verhoogd of verlaagd. De teller telt af als deze ingang "L" is en telt op als deze ingang "H" is.
- V_H en V_L, Potmeter:
  Deze twee pennen vormen de uiteinden van de elektronische potentiometer. De indexen hebben betekenis in die zin dat als de teller aftelt de "loper" meer naar V_L wordt verplaatst en als de teller optelt de loper meer naar V_H wordt verschoven. De spanningen die op deze pennen mogen staan worden begrensd door de waarden van V^+ en V^-.
- V_W, Wiper Terminal:
  Dit is de "loper" van de elektronische potentiometer, die afhankelijk van het op- of neertellen, naar V_H of V_L wordt verplaatst. De elektronische schakelaars werken volgens het "make before break"-principe. Eerst gaat dus de geselecteerde FET geleiden, nadien gaat de daarvoor geselecteerde FET naar sper. Gedurende een zeer korte tijd zal er dus één weerstand uit de keten worden kortgesloten. Als men de potentiometer heel snel pulst, heeft dit wel tot gevolg dat er diverse aftakkingsweerstanden even volledig kortgesloten worden en dat de totale weerstand van de keten even daalt.
- $\overline{CS}$, Chip Select:
  Met een "L" op deze ingang kan men de chip activeren. De stand van de teller wordt aangepast aan de gegevens in het niet-vluchtige geheugen en de "loper" wordt naar de door de teller-inhoud voorgeschreven plaats gestuurd. Maakt men deze ingang "H", dan wordt de momentele stand van de teller overgedragen naar het geheugen, blijft de "loper" vast verbonden met de potentiometer en gaat het IC naar een mode waarin zeer weinig stroom wordt verbruikt. De potentiometer blijft dus in deze situatie werken!
- V^+ en V^-:
  De voedingsspanningen voor het analoge deel van de schakeling, met name de decoder die de positie van de loper instelt.
- V_{CC}, Supply Voltage:
  De digitale voeding van het IC.
- V_{SS}, Ground:
  De massa-aansluiting van de chip.

Waarheidstabel en timing

De waarheidstabel van de X9316 is voorgesteld in figuur 14/1.3-74, het timing-diagram in figuur 14/1.3-75 en de timing-parameters in de tabel van figuur 14/1.3-76. Hieruit volgt in welke volgorde men de pulsen op de drie digitale ingangen moet aanbrengen: eerst $\overline{C}$, dan U/$\overline{D}$ op het juiste niveau instellen en tot slot $\overline{IN}$ pulsen tot de loper de gewenste stand bereikt heeft.

1.3 Type-beschrijving elektronische potentiometers

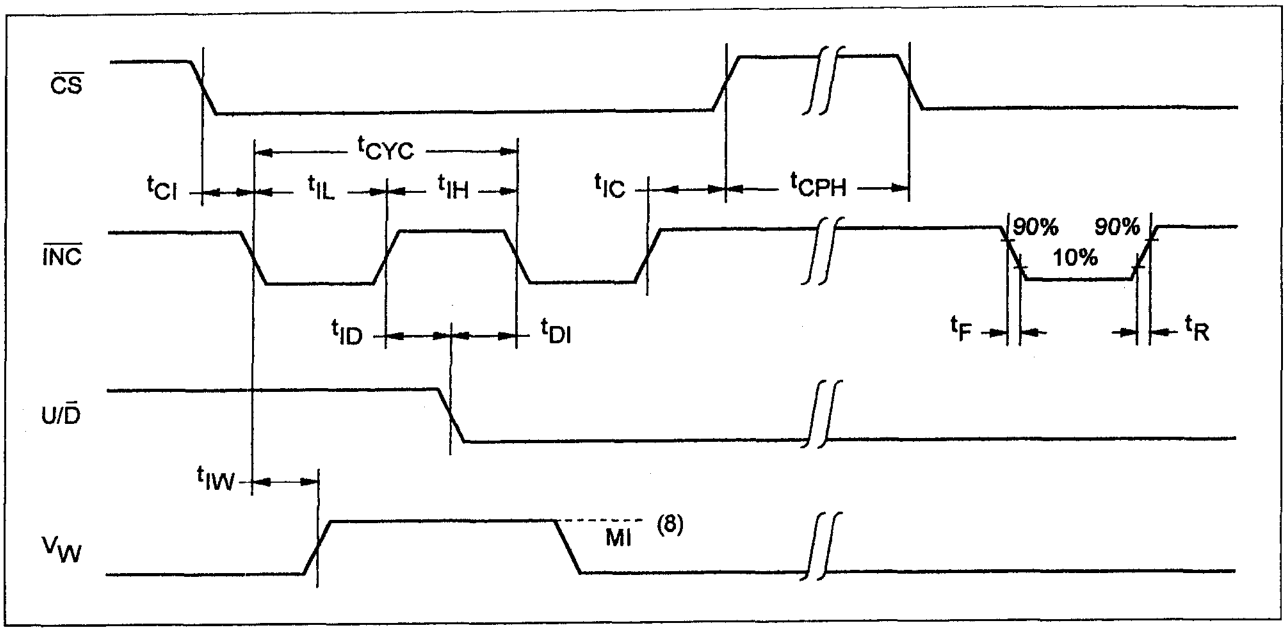


Figuur 14/1.3-73: Ruisspanning (dB) in functie van de signaalfrequentie bij de X9316.

$\overline{CS}$	$\overline{INC}$	U/$\overline{D}$	Mode
L	⤥	H	Wiper Up
L	⤥	L	Wiper Down
⨍	H	X	Store Wiper Position
H	X	X	Standby
⨍	L	X	No Store, Return to Standby

Figuur 14/1.3-74: De waarheidstabel van de X9316.

1.3 Type-beschrijving elektronische potentiometers



Figuur 14/1.3-75: Het timing-diagram van de X9316.

Symbol	Parameter	Limits			Units
		Min.	Typ.(6)	Max.	
t_{CI}	CS to INC Setup	100			ns
t_{ID}	INC HIGH to U/D Change	100			ns
t_{DI}	U/D to INC Setup	2.9			µs
t_{IL}	INC LOW Period	1			µs
t_{IH}	INC HIGH Period	1			µs
t_{IC}	INC Inactive to CS Inactive	1			µs
t_{CPH1}	CS Deselect Time (STORE)	10			ms
t_{CPH2}	CS Deselect Time (NO STORE)	100			ns
t_{IW}	INC to Vw Change		1	5	µs
t_{CYC}	INC Cycle Time	4			µs
t_R, t_F(7)	CS, INC Input Rise and Fall Time			500	µs
t_{PU}(7)	Power up to Wiper Stable			5	µs
t_R V_{CC}(7)	V_{CC} Power-up Rate	0.2		50	mV/µs
t_{WR}	Store Cycle		5	10	ms

Figuur 14/1.3-76: De timing-parameters van de X9316.

X9511Z/W

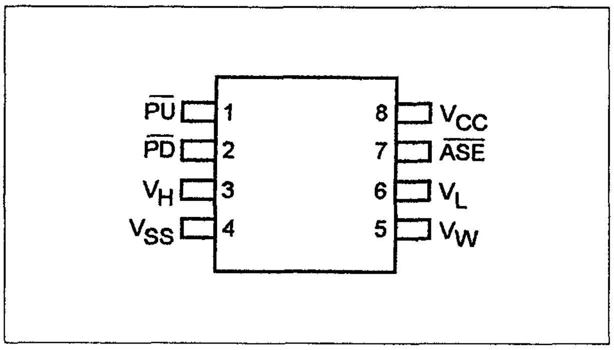
digitaal, 1 x 32 tap's, 1/10 kΩ, lineair

De X9511Z/W bevat één digitale lineaire potentiometer met 32 aftakkingen. De totale weerstandsketen heeft een waarde van 1 kΩ of 10 kΩ, zodat iedere loperverplaatsing overeen komt met een weerstandsvariatie van 32,2 Ω of 323 Ω. De schakeling heeft slechts twee besturingsingangen, die rechtstreeks aangesloten kunnen worden op drukknoppen, die de ingangen naar de massa trekken. Met een derde drukknopbestuurde ingang kan men de geheugenfunctie van de schakeling besturen. De aansluitingen van de elektronische potentiometer kunnen worden aangesloten op spannin-

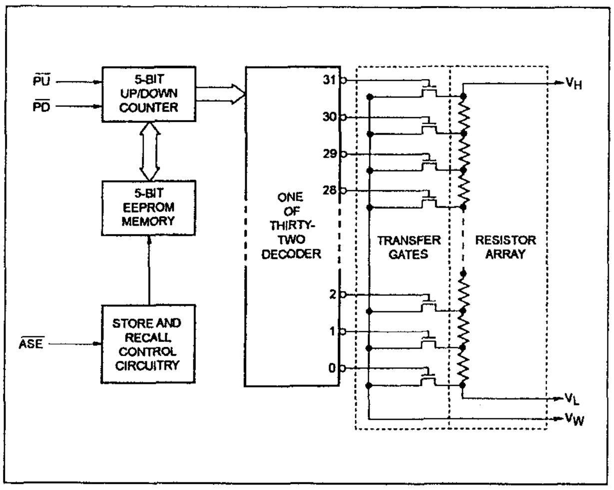
gen tussen -8 V en +8 V. De spanning over de potentiometer mag maximaal 4 V bedragen bij het Z-type en maximaal 10 V bij het W-type.

Technische gegevens

- fabrikant: Xicor
- behuizing: DIL-8, SOIC-8
- aansluitgegevens: figuur 14/1.3-77
- intern blokschema: figuur 14/1.3-78
- voedingsspanning:
  +7 V max., +5 V aanbevolen
- voedingsstroom:
  in bedrijf: 3 mA max.
  in stand-by: 10 μA
- maximale weerstand:
  - X9511Z:
    1 kΩ
  - X9511W:
    10 kΩ
- resolutie:
  - X9511Z:
    32,3 Ω
  - X9511W:
    323 Ω
- weerstandstolerantie:
  +/-20 % van maximale waarde
- stroom door loper:
  +/-1 mA max.
- weerstand van loper:
  40 Ω typisch
  100 Ω max.
- spanning over potentiometer:
  - Z-type:
    4 V max.
  - W-type
    10 V max.
- spanning aan potmeter-einden:
  -8 V min., +8 V max.
- ruisspanning:
  -120 dB/√Hz gemiddeld
- resolutie instelling:
  3 % van maximale waarde
- lineariteit:
  +/-1,0 %
- ingangscapaciteiten:
  10 pF max.
- aantal geheugen-operaties:
  10.000 min.
- data houdbaarheid:
  100 jaar
- temperatuurscoëfficiënt:
  - Z-type:
    +600 ppm/°C typisch
  - W-type:
    +300 ppm/°C typisch
- logische "L":
  +0,8 V max.
- logische "H":
  +2,0 V min.



Figuur 14/1.3-77: Aansluitgegevens van de X9511.



Figuur 14/1.3-78: Intern blokschema van de X9511.

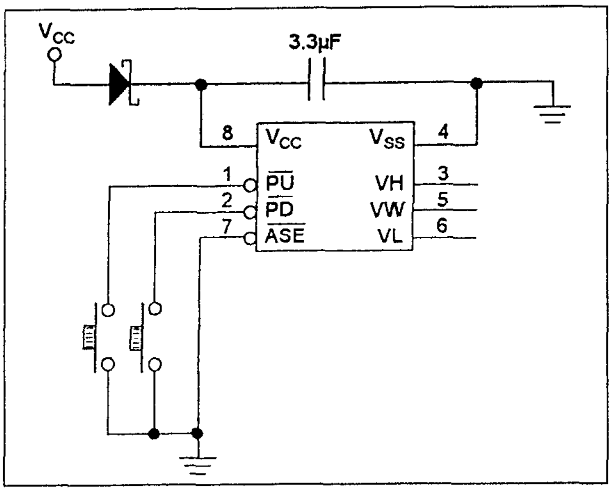
Functie van de pennen

- $\overline{PU}$, Push Up:
  Een ingang voorzien van de-bounce schakelingen, waarop rechtstreeks een

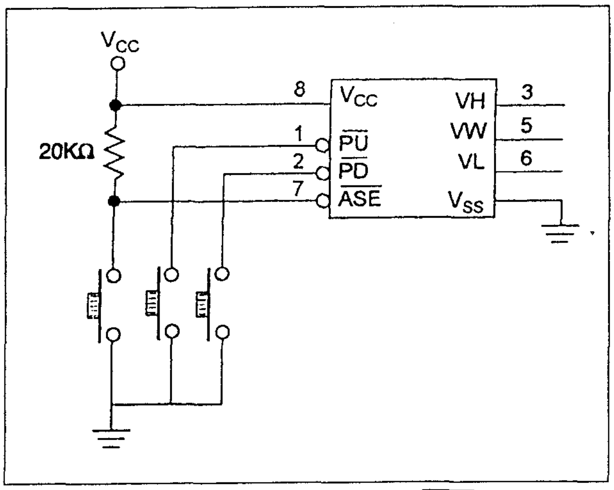
1.3 Type-beschrijving elektronische potentiometers

drukknop kan worden aangesloten. Het naar de massa trekken van deze ingang zal de loperstand een tap verder naar V_H sturen.

- $\overline{PD}$, Push Down:
  Een ingang voorzien van de-bounce schakelingen, waarop rechtstreeks een drukknop kan worden aangesloten. Het naar de massa trekken van deze ingang zal de loperstand een tap verder naar V_L sturen.
- $\overline{ASE}$, AUTOSTORE ENABLE:
  Een ingang voorzien van de-bounce schakelingen, die gebruikt wordt om de AUTOSTORE-functie te activeren. Ligt deze ingang aan de massa, dan zal de AUTOSTORE geactiveerd worden. Als de voedingsspanning wordt uitgeschakeld zal er automatisch een opslag van de actuele loperpositie plaats vinden, zie ook figuur 14/1.3-79. Als deze ingang via een drukknop met de massa wordt verbonden (zie figuur 14/1.3-80), zal de actuele loperpositie bij iedere druk op de knop in het geheugen worden opgeslagen.
- V_H en V_L, Potmeter:
  Deze twee pennen vormen de uiteinden van de elektronische potentiometer. De indexen hebben betekenis in die zin dat als de teller aftelt de "loper" meer naar V_L wordt verplaatst en als de teller optelt de loper meer naar V_H wordt verschoven.
- V_W, Wiper Terminal:
  Dit is de "loper" van de elektronische potentiometer, die afhankelijk van het op- of neertellen, naar V_H of V_L wordt verplaatst. De elektronische schakelaars werken volgens het "make before break"-principe. Eerst gaat dus de geselecteerde FET geleiden, nadien gaat de daarvoor geselecteerde FET naar sper. Gedurende een zeer korte tijd zal er dus één weerstand uit de keten worden kortgesloten. Als men de potentiometer heel snel pulst, heeft dit wel tot gevolg dat er diverse aftakkingsweerstanden even volledig kortgesloten worden en dat de totale weerstand van de keten even daalt.
- V_{CC}, Supply Voltage:
  De voedingsaansluiting van het IC.
- V_{SS}, Ground:
  De massa-aansluiting van de chip.



Figuur 14/1.3-79: Het inschakelen van de AUTOSTORE-functie door het permanent met de massa verbinden van de $\overline{ASE}$-ingang.



Figuur 14/1.3-80: Legt men de $\overline{ASE}$-ingang via een drukknop aan de massa, dan zal de actuele stand van de loper bij iedere druk op de knop opgeslagen worden in het geheugen.

Waarheidstabel en timing

Het timing-diagram van de X9511 is voorgesteld in figuur 14/1.3-81, de timing-parameters in de tabel van figuur 14/1.3-82.

Digitale potentiometers van Dallas

Inleiding

Ook Dallas Semiconductor brengt een reeks van 16 digitaal bestuurbare elektronische potentiometers op de markt. Deze reeks is niet alleen bruikbaar voor audio-toepassingen, maar bijvoorbeeld ook in servo-controls, het regelen van het contrast van LCD-panelen en automatische offset-compensatie systemen.
Alle potentiometers uit deze reeks kunnen bestuurd worden vanuit een microcontroller via een drie-draads parallelle of seriële bus.

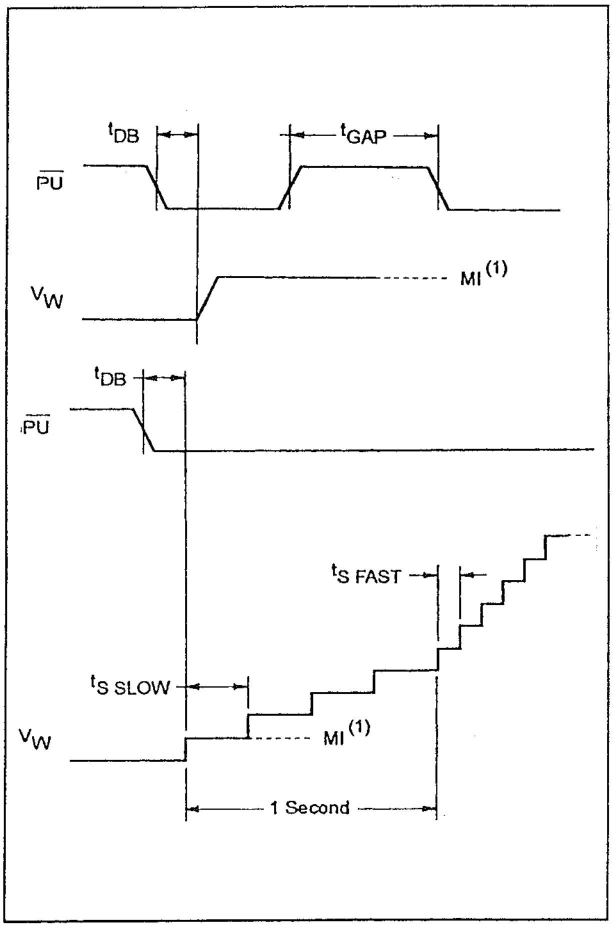
Algemene eigenschappen

In de tabel van figuur 14/1.3-83 zijn de voornaamste specificaties van deze reeks samengevat. De algemeen geldende specificaties van deze reeks kunnen als volgt worden samengevat:

- microprocessor-bestuurd
- de meeste typen leverbaar met waarden van 10 kΩ, 50 kΩ en 100 kΩ
- lineaire en logaritmische versies leverbaar
- 8 tot 256 stappen
- beschikbaar voor voedingsspanningen van +5 V, +3 V en mixed
- de meeste typen hebben een niet vluchtig geheugen waarin de potentiometerstand(en) worden opgeslagen
- typen leverbaar met een tot zes potentiometers
- low power CMOS-technologie
- leverbaar in DIP, SOIC en TSSOP behuizingen

Type-beschrijving

In de volgende paragrafen worden de interessantste typen uit deze reeks besproken.



Figuur 14/1.3-81: De timing-diagrammen van de X9511: boven bij de "slow mode" timing, onder bij de "fast mode" timing. Deze laatste ode is van toepassing als er langer dan één seconde op een van de drukknoppen $\overline{PU}$ of $\overline{PD}$ wordt gedrukt.

DS1800

2 potmeters, vluchtig, 50 kΩ, 129 log tap's, drie-draads serieel

De DS1800 van Dallas Semiconductor is een dubbele vluchtige elektronische potentiometer die zowel vanuit een processor als met behulp van drukknoppen bestuurd kan worden. De schakeling is speciaal ontworpen om opgenomen te worden in de terugkoppeling van een operationele versterker.

1.3 Type-beschrijving elektronische potentiometers

Symbol	Parameter	Limits			Units
		Min.	Typ.(6)	Max.	
t_{GAP}	Time Between Two Separate Push Button Events	0			µs
t_{DB}	Debounce Time		30	60	ms
$t_{S\ SLOW}$	After Debounce to Wiper Change on a Slow Mode	100	250	375	ms
$t_{S\ FAST}$(7)	Wiper Change on a Fast Mode	25	50	75	ms
t_{PU}(7)	Power Up to Wiper Stable			500	µs
$t_R\ V_{CC}$(7)	V_{CC} Power-up Rate	0.2		50	mV/µs
t_{ASTO}(7)	AUTOSTORE Cycle Time	2			ms
V_{ASTH}(7)	AUTOSTORE Threshold Voltage		4		V
V_{ASEND}(7)	AUTOSTORE Cycle End Voltage		3.5		V

Figuur 14/1.3-82: De timing-parameters van de X9511.

Device	Pots/ Package	Wiper Memory	Number of Positions	Resistance	Power Supply	Control Interface
DS1267	2	Volatile	256-Lin	10K, 50K, 100K	5V, ±5V	3-wire Serial
DS1666	1	Volatile	128-Lin	10K, 50K, 100K	5V, ±5V	Increment/Decrement
DS1667	2	Volatile	256-Lin	10K, 50K, 100K	5V, ±5V	3-wire Serial
DS1669	1	Nonvolatile	64-Lin	10K, 50K, 100K	4.5V-8.0V	Contact-Closure
DS1800	2	Volatile	128-Log	50K	3V, 5V	3-wire Serial
DS1801	2	Volatile	64-Log	50K	3V, 5V	3-wire Serial
DS1802	2	Volatile	64-Log	50K	3V, 5V	3-wire Serial
DS1803	2	Volatile	256-Lin	10K, 50K, 100K	3V, 5V	2-wire Addressable
DS1804	1	Nonvolatile	100-Lin	10K, 50K, 100K	3V, 5V	Increment/Decrement
DS1806	6	Volatile	64-Lin	10K, 50K, 100K	3V, 5V	3-wire Addressable
DS1807	2	Volatile	64-Log	50K	3V, 5V	2-wire Addressable
DS1844	4	Volatile	64-Lin	10K, 50K, 100K (mixed)	3V, 5V	2-wire Addressable 3-wire Serial
DS1866	1	Volatile	8-Log	10K	3V, 5V	3-input Parallel
DS1867	2	Nonvolatile	256-Lin	10K, 50K, 100K	5V, ±5V	3-wire Serial
DS1868	2	Volatile	256-Lin	10K, 50K, 100K	5V, ±3V	3-wire Serial
DS1869	1	Nonvolatile	64-Lin	10K, 50K, 100K	3V, 5V	Contact-Closure

Figuur 14/1.3-83: De voornaamste specificaties van de Dallas-potentiometers samengevat.

In een dergelijke configuratie kan men de versterking van de op-amp instellen tussen +20 dB en -63 dB. De DS1800 heeft in een dergelijke configuratie over het volledige bereik vijf verschillende resoluties:

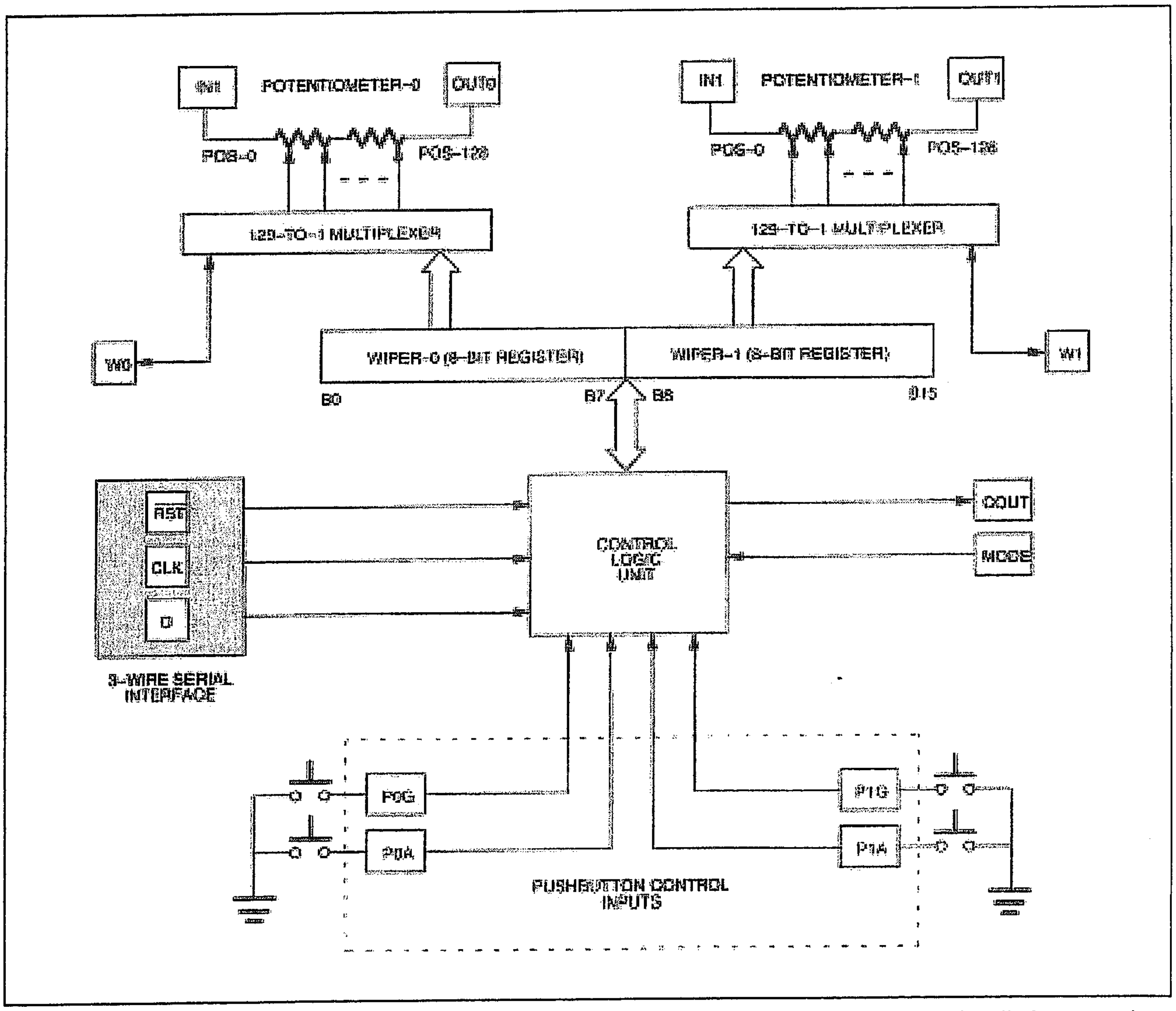
- 0,25 dB/tap:
  +20 dB tot +3 d
- 0,5 dB/tap:
  +3 dB tot -12 dB
- 1 dB/tap:

1.3 Type-beschrijving elektronische potentiometers

-12 dB tot -27 dB
- 2 dB/tap:
  -27 dB tot -47 dB
- 4 dB/tap:
  -47 dB tot -63 dB

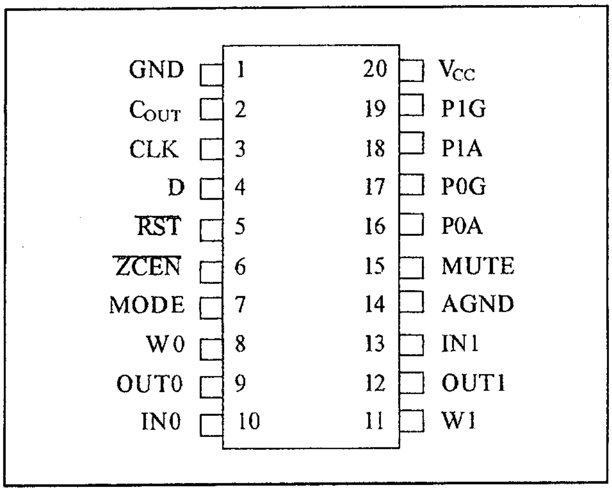
Daarnaast is een mute-optie aanwezig, die een verzwakking van 100 dB geeft.
De DS1800 wordt bestuurd vanuit een seriële drie-draads bus met de standaard signalen $\overline{RST}$, CLK en D. Daarnaast kan men het IC besturen door middel van vier normaal open drukknoppen, waarbij de debounce-elektronica in de chip aanwezig is.

Aansluitgegevens en intern blokschema
Het intern blokschema is getekend in figuur 14/1.3-84, de aansluitgegevens in figuur 14/1.3-85.



Figuur 14/1.3-84: Intern blokschema van de DS1800. *(met excuses voor de slechte kwaliteit, maar deze tekening staat echt zo in de PDF-file op de Internet-site van Dallas!)*

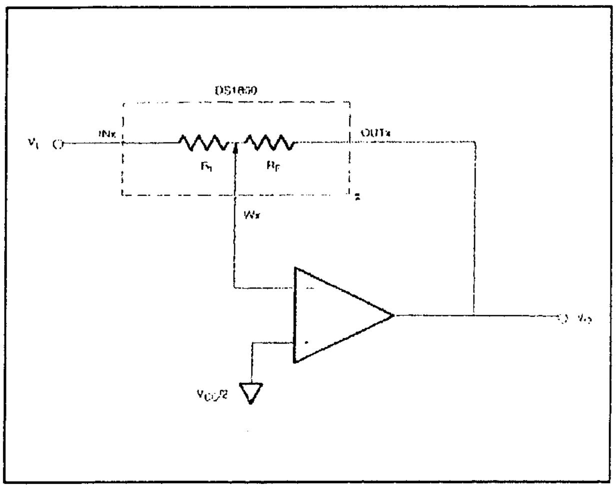
1.3 Type-beschrijving elektronische potentiometers



Figuur 14/1.3-85: Aansluitgegevens van de DS1800.

De aansluitpennen hebben de onderstaande functies:

- Vcc:
  positieve voedingsaansluiting, 3 V of +5 V
- GND:
  digitale massa van het interne systeem
- AGND:
  analoge massa van het interne systeem
- IN0, IN1:
  de ingangspennen van de twee potentiometers, zie figuur 14/1.3-86, deze moeten verbonden worden met de ingangsspanning van de operationele versterker
- OUT0, OUT1:
  de uitgangspennen van de twee potentiometers die verbonden moeten worden met de uitgangen van de op-amp's
- W0, W1:
  de twee lopers van de potentiometers die naar de inverterende ingangen van de op-amp's gaan
- P0A, P1A:
  twee drukknop ingangen, waarmee men de positie van de lopers Wx in de richting van OUTx kan laten "bewegen"
- P0G, P1G:
  twee drukknop ingangen, waarmee men de positie van de lopers Wx in de richting van INx kan laten "bewegen"
- $\overline{\text{RST}}$:
  reset van de seriële poort, een "L" op deze pen de-activeert de volledige seriële besturing, seriële communicatie is alleen mogelijk as deze ingang "H" is
- CLK:
  kloksignaal van de seriële bus, de clock-ingang reageert op de positieve flank van het kloksignaal
- D:
  ingang van de seriële bus
- COUT:
  seriële cascade uitgang, wordt gebruikt om de momentele stand van de lopers uit te lezen, de gegevens die via de D-ingang worden ingevoerd worden via deze uitgang weer uitgevoerd
- MODE:
  bepaalt de debouncing tijdconstante van de vier drukknoppen, een "H" op deze ingang stelt een lage debounce tijd in, een "L" een hoge
- MUTE:
  stuurt de chip hardwarematig naar de MUTE-stand, waarin de maximale verzwakking van 100 dB wordt gegenereerd
- $\overline{\text{ZCEN}}$:
  zero-crossing detect ingang (zie later)



Figuur 14/1.3-86: Het aanbevolen schema voor het toepassen van één helft van de DS1800 in de terugkoppeling van een operationele versterker.

1.3 Type-beschrijving elektronische potentiometers

Technische gegevens

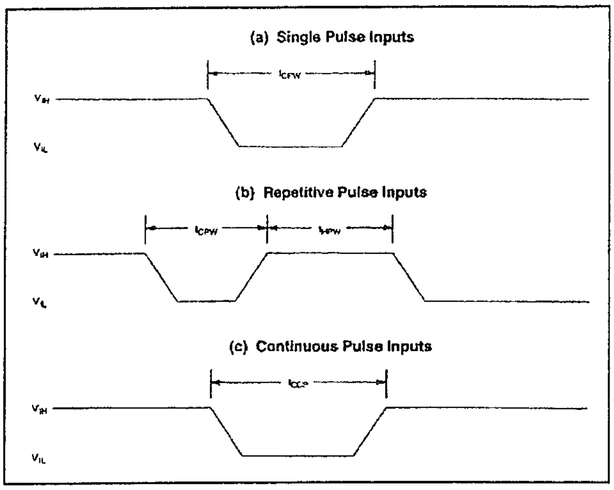
- fabrikant: Dallas Semiconductor
- behuizing: 20 pin DIP, SOIC en TSSOP
- voedingsspanning:
  2,7 V min., 5,5 V max.
- voedingsstroom: 2 mA max.
- totale weerstand: 53 kΩ typisch
- weerstandstolerantie: +/-20 % max.
- weerstand loper: 1 kΩ max.
- stroom door de loper: 1 mA max.
- absolute tolerantie: +/-1 dB max.
- onderlinge afwijking: +/-0,5 dB max.
- tempco: 750 ppm/°C typisch
- overspraak: -90 dB typisch
- ingangscapaciteit: 5 pF max.
- uitgangscapaciteit: 7 pF max.
- -3 dB frequentie: 1 MHz typisch
- harmonische vervorming: 0,002 % typisch
- uitgangsruis: 2,2 μV_{rms} typisch
- clock-frequentie: 10 MHz max.
- breedte clockpuls: 50 ns min.
- stijgtijd clockpuls: 50 ns max.
- data setup: 30 ns min.
- data hold: 10 ns min.
- propagation delay: 50 ns max.

Power-up condities

Bij power-up leest de chip de gegevens op de DATA-pen eenmalig in. De twee lopers worden in de MUTE-positie gezet, hetgeen overeen komt met een verzwakking van 100 dB. De seriële poort wordt binnen 10 µs geactiveerd, de vier drukknop ingangen binnen 50 ms.

Besturing via drukknoppen

De vier PxA en PxG ingangen (de A en de G staan voor attenuation respectievelijk gain) zijn via interne pull-up weerstanden van 50 kΩ verbonden met de positieve voeding. De drukknoppen moeten deze ingangen dus naar de massa schakelen. Iedere druk op een van de knoppen wekt dus een "H" naar "L" overgang op, die wordt gedetecteerd, bevrijd van debounce-verschijnselen en de loper van de potentiometer één stap naar OUTx of INx verplaatst. In de slow mode wordt een puls die breder is dan 1 ms maar smaller is dan 0,8 s geaccepteerd als één besturingspuls voor de loperverplaatsing. In de fast mode geldt hetzelfde voor pulsen die breder zijn dan 50 µs maar smaller dan 0,8 s. Pulsen die breder zijn dan 0,8 s sturen de loper-positie continu in de gedefinieerde richting met een herhalingstijd van 25 ms. Dit proces start uiteraard na het aflopen van de 0,8 s houdtijd. Hieruit volgt dat het doorlopen van alle 127 posities van de loper duurt:
totale tijd = 0,8 s + (127 * 25 ms)
totale tijd = 3,975 s
Het timingdiagram van de besturing van de potentiometers door middel van drukknoppen is getekend in figuur 14/1.3-87.

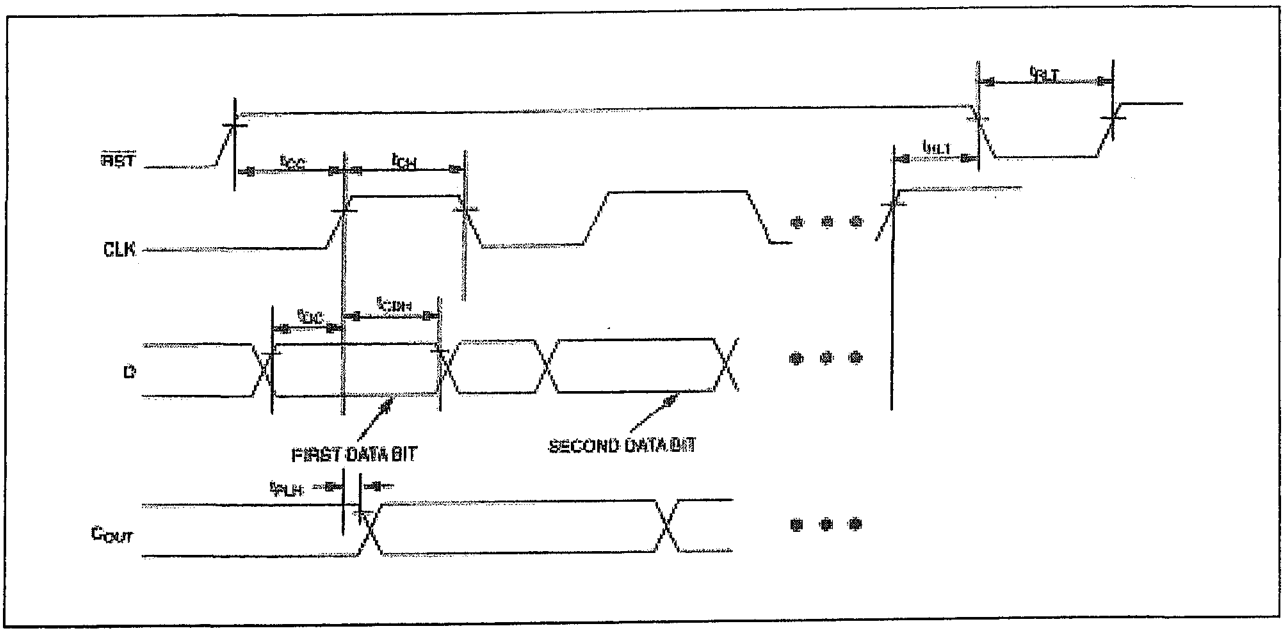


Figuur 14/1.3-87: Het timingdiagram van de besturing van de DS1800 via drukknoppen.

MUTE-control

De DS1800 kan zowel hardware- als softwarematig naar de MUTE-stand gestuurd worden. Hardwarematig kan dat via de MUTE-pen. Deze pen is via een interne pull-up weerstand van 50 kΩ verbonden met de positieve voedingsspanning. Het naar "L" trekken van deze pen stuurt de loper van de potentiometer naar de OUTx positie. Als men nadien deze ingang weer naar "L" trekt zal de loper zijn oorspronkelijke positie innemen. Deze hardware MUTE wordt gede-activeerd op het moment dat een van de vier overige drukknopingangen wordt geactiveerd.

1.3 Type-beschrijving elektronische potentiometers



Figuur 14/1.3-88: Het timingdiagram van het drie-draads protocol.

Drie-draads interface protocol

De timing van het seriële protocol is geschetst in figuur 14/1.3-88. Het protocol start met het "H" maken van de $\overline{\text{RST}}$-pen. De data word ingelezen bij de "L" naar "H" overgang van de clockpulsen. Eerst wordt de gewenste stand van de potentiometer 0 ingelezen, nadien deze van de potentiometer 1. De data bestaan uit twee 8 bit brede woorden, die worden opgeslagen in een 16 bit breed schuifregister.

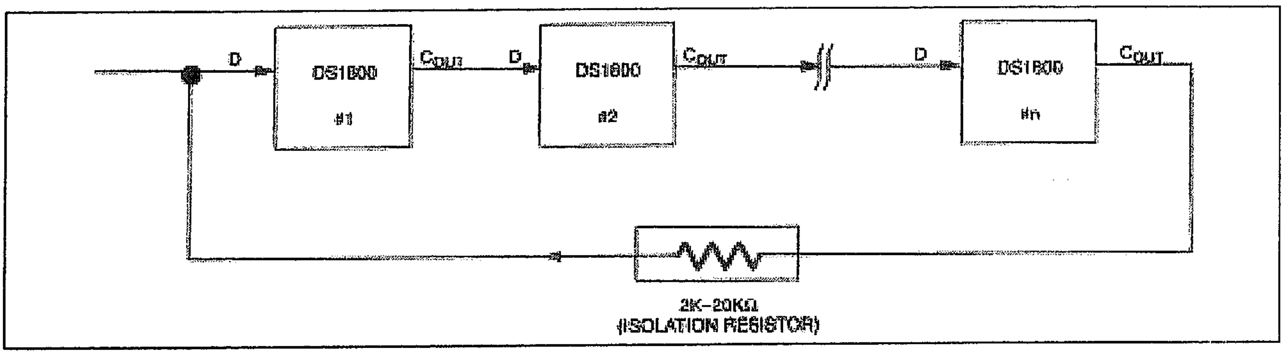
De samenstelling van deze code is als volgt:
- bits 0 tot en met 6:
  de loperpositie van potentiometer 0
- bit 7:
  een "H" stuurt potentiometer 0 naar de MUTE-stand
- bits 8 tot en met 14:
  de loperpositie van potentiometer 1
- bit 15:
  een "H" stuurt potentiometer 1 naar de MUTE-stand

Nadat deze bits zijn ingeklokt, moet de $\overline{\text{RST}}$ weer naar "L" gaan. Op dat moment worden de nieuwe gegevens overgedragen op de interne elektronica die de positie van de lopers stuurt.

Zero crossing detection

Dit is zeer handige optie als de DS1800 toegepast wordt in audio-applicaties. De stand van de loper van de potentiometer zal dan alleen veranderen als een ingebouwde detectie-schakeling vaststelt dat de twee uiteinden van een potentiometer op hetzelfde potentiaal staan. Op deze manier worden schakelklikken voorkomen. Deze optie wordt geactiveerd door de $\overline{\text{ZCEN}}$-pen naar "L" te trekken en werkt zowel bij de drie-draads besturing als bij de besturing door middel van de drukknoppen. Het systeem werkt als volgt.
Na het ontvangen van een nieuwe code ($\overline{\text{RST}}$ gaat weer naar "L") of na een druktoets-actie onderzoekt de ingebouwde elektronica gedurende 50 ms de spanningen op beide uiteinden van de potentiometer. Als in dit tijdsvenster een moment wordt aangetroffen waarbij de spanningen op beide potentiometeraansluitingen identiek zijn, wordt de nieuwe stand van de loper op dat moment uitgevoerd. In de meeste gevallen zal aan deze voorwaarde alleen voldaan worden als de ingangsspanning door de nul gaat. Vandaar dat deze optie dan ook "Zero Crossing Detection" word genoemd.

1.3 Type-beschrijving elektronische potentiometers



Figuur 14/1.3-89: Het cascaderen van verschillende DS1800 chip's.

Als in het tijdsvenster van 50 ms geen gelijke potentialen worden gemeten zal de nieuwe stand van de loper alsnog na deze periode worden doorgevoerd.

Cascade schakeling

Diverse DS1800 chip's kunnen in cascade worden geschakeld en bestuurd vanuit één processor via het schema van figuur 14/1.3-89.
Ieder data-bit dat via D wordt ingelezen genereert binnen maximaal 50 ns een uitgangsbit op C_{OUT}. Met dit bit wordt de DATA van het volgende IC bestuurd. Het zal duidelijk zijn dat het volledige data-woord nu bestaat uit 16 bit maal het aantal chip's dat in cascade is geschakeld.
Tussen de C_{OUT} van de laatste elektronische potentiometer en de D van de eerste kan desgewenst een terugkoppelweerstand worden aangebracht. Op deze manier kan men eenmalig ingelezen gegevens laten circuleren door het totale schuifregister van de in cascade geschakelde chip's.

DS1801

2 potmeters, vluchtig, 50 kΩ, 64 log tap's, drie-draads serieel

De DS1801 van Dallas Semiconductor is een dubbele vluchtige elektronische potentiometer die vanuit een processor bestuurd moet worden. De schakeling levert een verzwakking op van exact 1 dB per tap, zoals geschetst in de tabel van figuur 14/1.3-90.
Daarnaast is een mute-optie aanwezig, die een verzwakking van meer dan 90 dB garandeert.
De DS1801 wordt bestuurd vanuit een seriële drie-draads bus met de standaard signalen $\overline{RST}$, CLK en D.

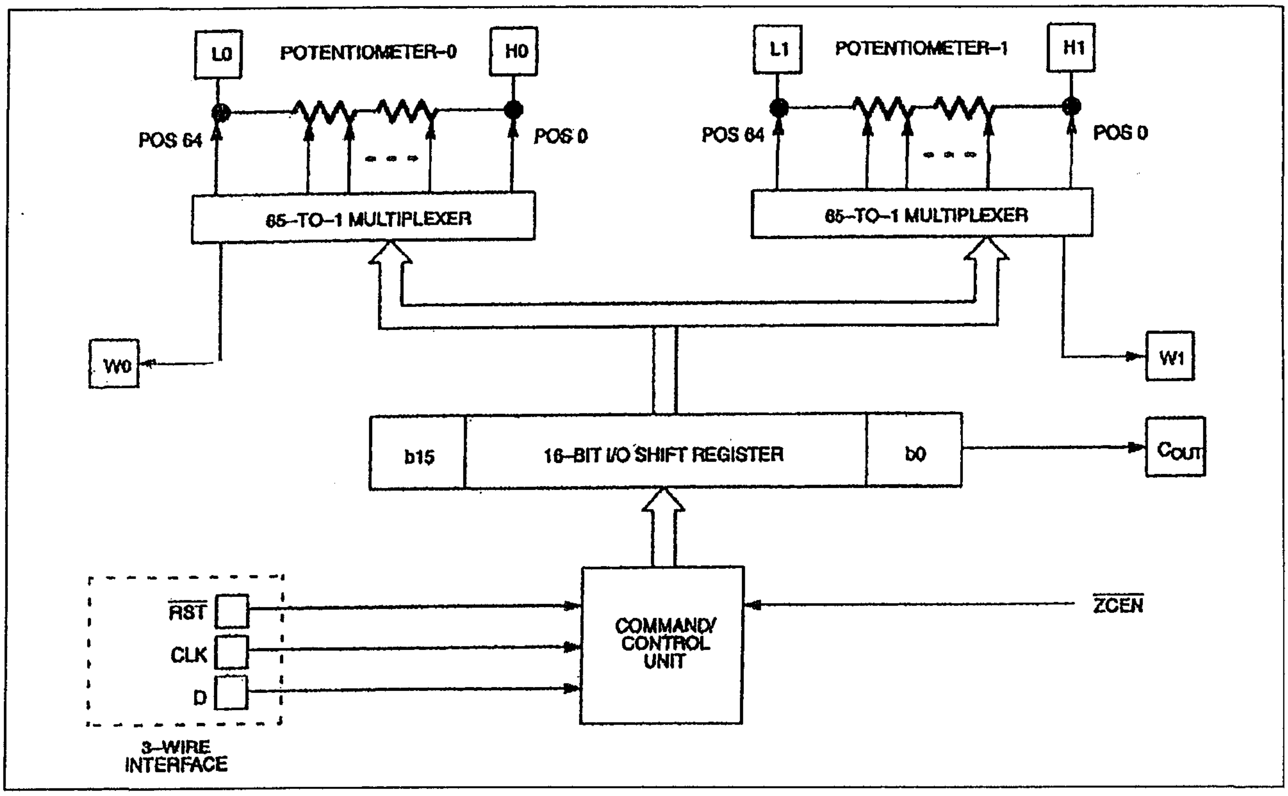
POSITION	OUTPUT LEVEL (dB)
0	0
1	-1
2	-2
3	-3
4	-4
5	-5
63	-63
64(mute)	<-90

Figuur 14/1.3-90: De verzwakking van de DS1801 in functie van de positie van de loper.

Aansluitgegevens en intern blokschema

Het intern blokschema is getekend in figuur 14/1.3-91, de aansluitgegevens in figuur 14/1.3-92.

1.3 Type-beschrijving elektronische potentiometers



Figuur 14/1.3-91: Intern blokschema van de DS1801.

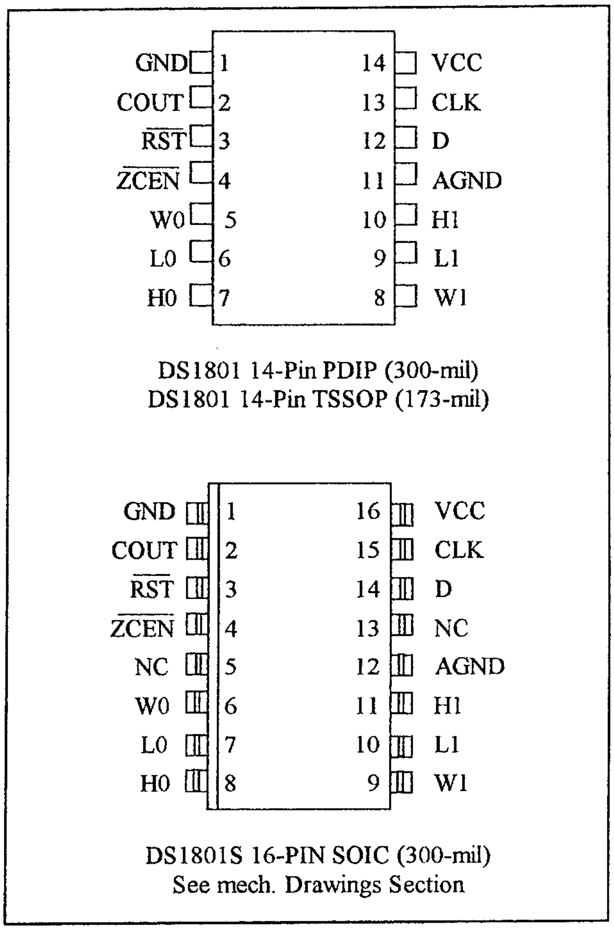
De aansluitpennen hebben de onderstaande functies:

- Vcc:
  positieve voedingsaansluiting, 3 V of +5 V
- GND:
  digitale massa van het interne systeem
- AGND:
  analoge massa van het interne systeem
- L0, L1:
  de "onderste" aansluitingen van de twee potentiometers
- H0, H1:
  de "bovenste" aansluitingen van de twee potentiometers
- W0, W1:
  de twee lopers van de potentiometers
- $\overline{RST}$:
  reset van de seriële poort, een "L" op deze pen de-activeert de volledige seriële besturing, seriële communicatie is alleen mogelijk as deze ingang "H" is
- CLK:
  kloksignaal van de seriële bus, de clock-ingang reageert op de positieve flank van het kloksignaal
- D:
  ingang van de seriële bus
- COUT:
  seriële cascade uitgang, wordt gebruikt om de momentele stand van de lopers uit te lezen, de gegevens die via de D-ingang worden ingevoerd worden via deze uitgang weer uitgevoerd
- $\overline{ZCEN}$:
  zero-crossing detect ingang (zie later)

Technische gegevens

- fabrikant: Dallas Semiconductor
- behuizing: 14 pin DIP, 14 pin SOIC en 16 pin SOIC
- voedingsspanning:
  2,7 V min., 5,5 V max.

1.3 Type-beschrijving elektronische potentiometers



DS1801 14-Pin PDIP (300-mil)
DS1801 14-Pin TSSOP (173-mil)

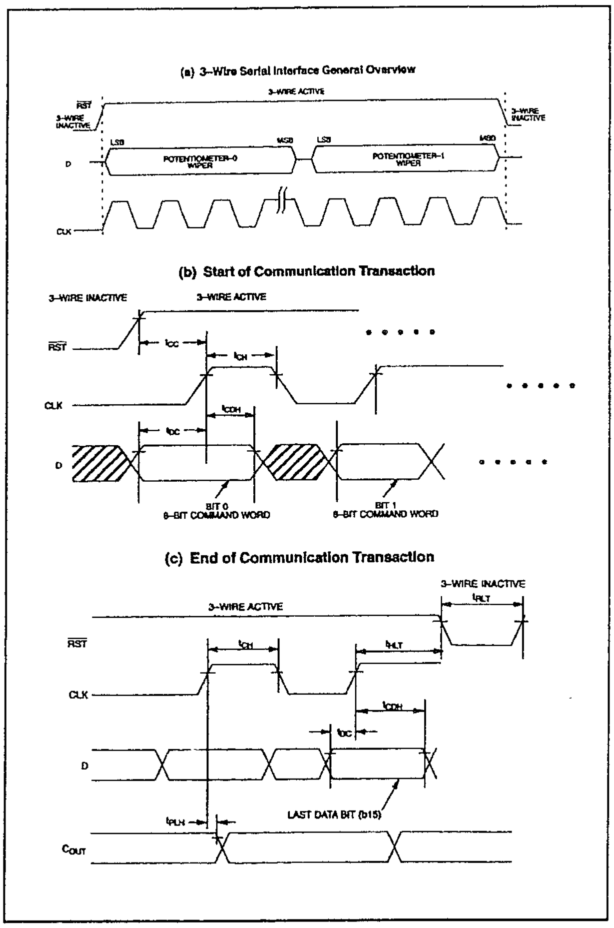
DS1801S 16-PIN SOIC (300-mil)
See mech. Drawings Section

Figuur 14/1.3-92: Aansluitgegevens van de DS1801.

- voedingsstroom:
  clock = 10 kHz: 25 μA typisch
  clock = 10 MHz: 320 μA typisch
- totale weerstand: 45 kΩ typisch
- weerstandstolerantie: +/-20 % max.
- weerstand loper: 400 Ω max.
- stroom door de loper: 1 mA max.
- absolute tolerantie: +/-1 dB max.
- onderlinge afwijking: +/-0,5 dB max.
- tempco: 750 ppm/°C typisch
- overspraak: -90 dB typisch
- ingangscapaciteit: 5 pF max.
- uitgangscapaciteit: 7 pF max.
- -3 dB frequentie: 700 kHz typisch
- harmonische vervorming: 0,002 % typisch
- uitgangsruis: 2,2 μV_{rms} typisch
- clock-frequentie: 10 MHz max.
- breedte clockpuls: 50 ns min.
- stijgtijd clockpuls: 60 ns max.
- data setup: 30 ns min.
- data hold: 10 ns min.
- propagation delay: 50 ns max.

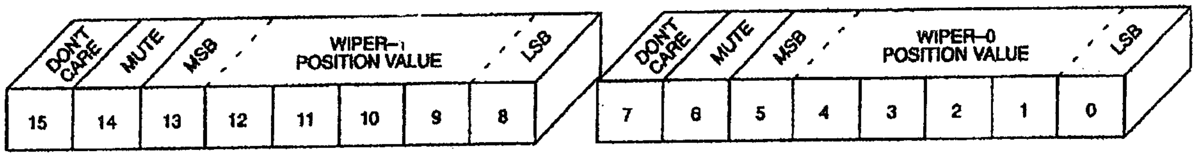
Drie-draads interface protocol

De timing van het seriële protocol is geschetst in figuur 14/1.3-93. Het protocol start met het "H" maken van de RST-pen. De data word ingelezen bij de "L" naar "H" overgang van de clockpulsen. Eerst wordt de gewenste stand van de potentiometer 0 ingelezen, nadien deze van de potentiometer 1. De data bestaan uit twee 8 bit brede woorden, die worden opgeslagen in een 16 bit breed schuifregister.



Figuur 14/1.3-93: Het timingdiagram van het drie-draads protocol.

1.3 Type-beschrijving elektronische potentiometers



Figuur 14/1.3-94: De inhoud van het interne register na het inlezen van de 16 commando-bits.

De samenstelling van deze code is als volgt:
- bits 0 tot en met 5:
  de loperpositie van potentiometer 0
- bit 6:
  een "H" stuurt potentiometer 0 naar de MUTE-stand
- bit 7:
  wordt niet gebruikt, de waarde hiervan is onbelangrijk
- bits 8 tot en met 13:
  de loperpositie van potentiometer 1
- bit 14:
  een "H" stuurt potentiometer 1 naar de MUTE-stand
- bit 15:
  wordt niet gebruikt, de waarde hiervan is onbelangrijk

Nadat deze bits zijn ingeklokt, moet de $\overline{RST}$ weer naar "L" gaan. Op dat moment worden de nieuwe gegevens overgedragen op de interne elektronica die de positie van de lopers stuurt.
In figuur 14/1.3-94 is de inhoud van het interne schuifregister na het inladen van één commando-cyclus voorgesteld.

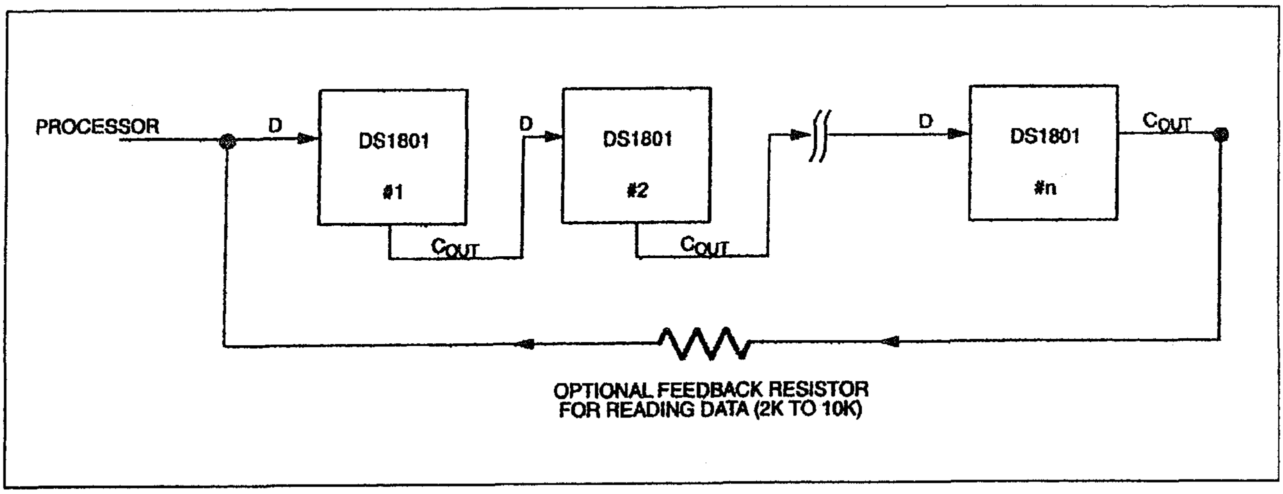
Zero crossing detection

Dit is zeer handige optie als de DS1801 wordt toegepast wordt in audio-applicaties. De stand van de loper van de potentiometer zal dan alleen veranderen als een ingebouwde detectie-schakeling vaststelt dat de twee uiteinden van een potentiometer op hetzelfde potentiaal staan.
Op deze manier worden schakelklikken voorkomen. Deze optie wordt geactiveerd door de $\overline{ZCEN}$-pen naar "L" te trekken
Het systeem werkt als volgt. Na het ontvangen van een nieuwe code ($\overline{RST}$ gaat weer naar "L") onderzoekt de ingebouwde elektronica gedurende 50 ms de spanningen op beide uiteinden van de potentiometer. Als in dit tijdsvenster een moment wordt aangetroffen waarbij de spanningen op beide potentiometeraansluitingen identiek zijn, wordt de nieuwe stand van de loper op dat moment uitgevoerd. In de meeste gevallen zal aan deze voorwaarde alleen voldaan worden als de ingangsspanning door de nul gaat. Vandaar dat deze optie dan ook "Zero Crossing Detection" word genoemd.
Als in het tijdsvenster van 50 ms geen gelijke potentialen worden gemeten zal de nieuwe stand van de loper alsnog na deze periode worden doorgevoerd.

Cascade schakeling

Diverse DS1801 chip's kunnen in cascade worden geschakeld en bestuurd vanuit één processor via het schema van figuur 14/1.3-95.
Ieder data-bit dat via D wordt ingelezen genereert binnen maximaal 50 ns een uitgangsbit op C_{OUT}.
Met dit bit wordt de DATA van het volgende IC bestuurd. Het zal duidelijk zijn dat het volledige data-woord nu bestaat uit 16 bit maal het aantal chip's dat in cascade is geschakeld.

1.3 Type-beschrijving elektronische potentiometers



Figuur 14/1.3-95: Het cascaderen van verschillende DS1801 chip's.

Tussen de COUT van de laatste elektronische potentiometer en de D van de eerste kan desgewenst een terugkoppelweerstand worden aangebracht. Op deze manier kan men eenmalig ingelezen gegevens laten circuleren door het totale schuifregister van de in cascade geschakelde chip's.

DS1802

2 potmeters, vluchtig, 50 kΩ, 64 log tap's, drie-draads serieel

De DS1802 van Dallas Semiconductor is een dubbele vluchtige elektronische potentiometer die zowel vanuit een processor als met behulp van drukknoppen bestuurd kan worden. De schakeling is speciaal ontworpen voor audio-toepassingen, waarbij versterkingen en verzwakkingen met een resolutie van 1 dB moeten worden ingesteld. Het verband tussen de stand van de loper (63 posities) en de verzwakking op de loper ten opzichte van het signaal op de "bovenste" aansluiting van de potentiometer is getekend in figuur 14/1.3-96.

Daarnaast is een mute-optie aanwezig, die een verzwakking van minimaal 90 dB garandeert.

De DS1802 wordt bestuurd vanuit een seriële drie-draads bus met de standaard signalen $\overline{RST}$, CLK en D. Daarnaast kan men het IC besturen door middel van vier normaal open drukknoppen, waarbij de debounce-elektronica in de chip aanwezig is. Vervolgens is nog een optie aanwezig om beide potentiometers gelijktijdig te besturen met slecht twee drukknoppen.

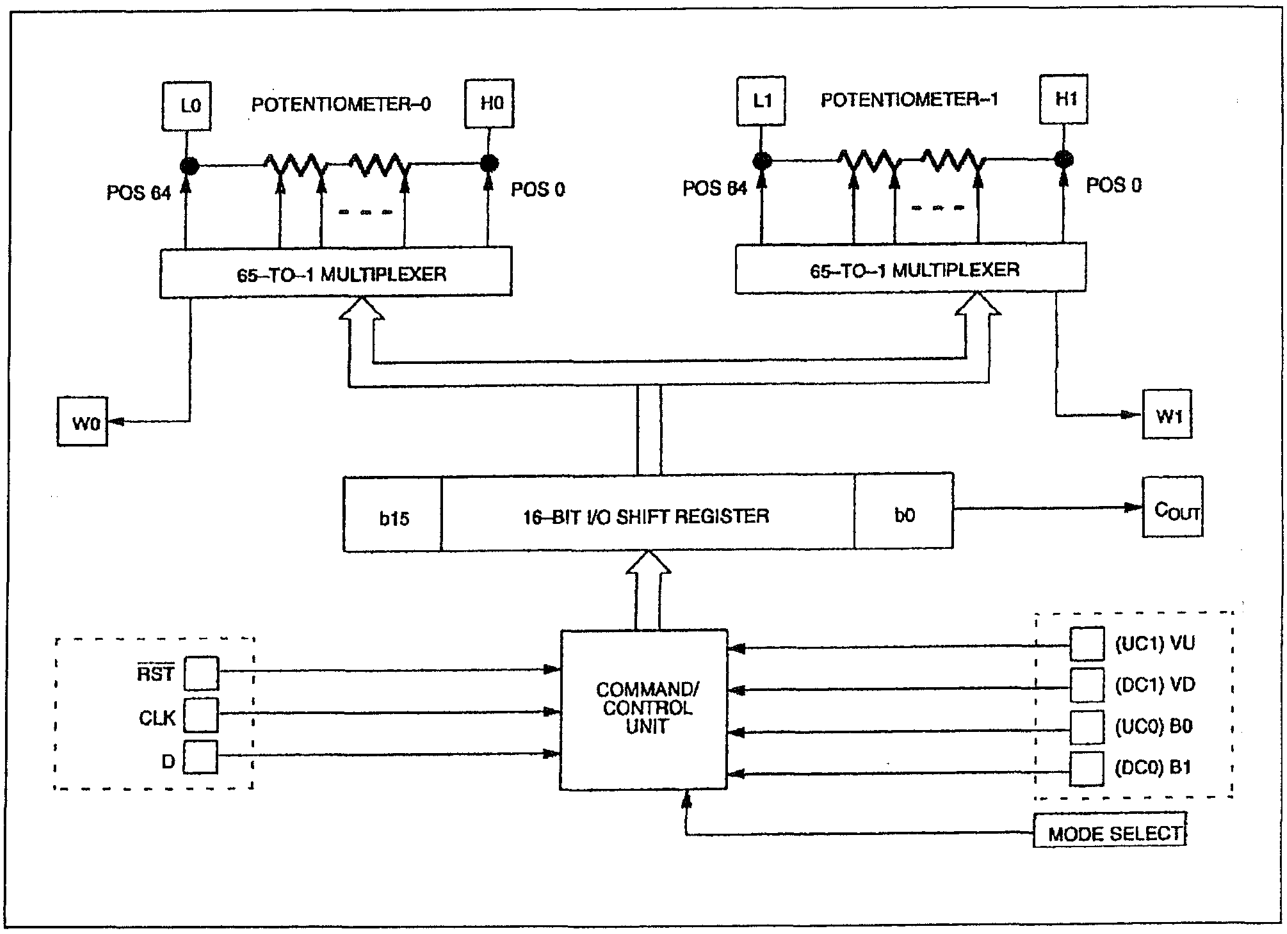
POSITION	OUTPUT LEVEL (dB)
0	0
1	-1
2	-2
3	-3
4	-4
5	-5
▯	▯
▯	▯
▯	▯
63	-63
64(mute)	<-90

Figuur 14/1.3-96: De resolutie van de 64 loperstanden van de DS1802.

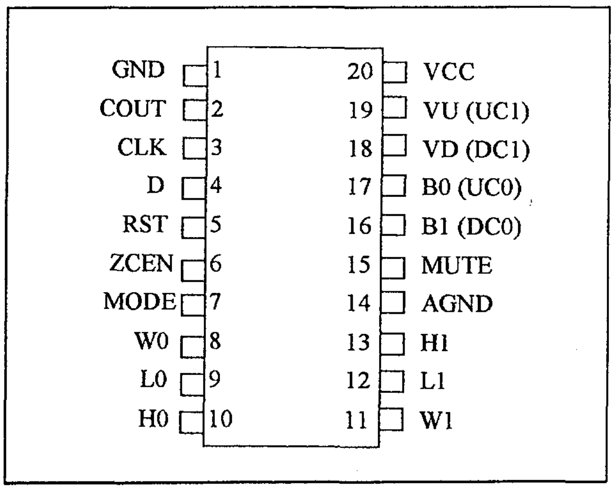
Aansluitgegevens en intern blokschema

Het intern blokschema is getekend in figuur 14/1.3-97, de aansluitgegevens in figuur 14/1.3-98.

1.3 Type-beschrijving elektronische potentiometers



Figuur 14/1.3-97: Intern blokschema van de DS1802.



Figuur 14/1.3-98: Aansluitgegevens van de DS1802.

De aansluitpennen hebben de onderstaande functies:

- Vcc:
  positieve voedingsaansluiting, 3 V of +5 V
- GND:
  digitale massa van het interne systeem
- AGND:
  analoge massa van het interne systeem
- L0, L1:
  de “laagste” aansluitingen van de twee potentiometers
- H0, H1:
  de “hoogste” aansluitingen van de twee potentiometers
- W0, W1:
  de twee lopers van de potentiometers

1.3 Type-beschrijving elektronische potentiometers

- UC0, UC1:
  twee drukknop ingangen, waarmee men de positie van de lopers Wx in de richting van Hx kan laten "bewegen"
- DC0, DC1:
  twee drukknop ingangen, waarmee men de positie van de lopers Wx in de richting van Lx kan laten "bewegen"
- $\overline{RST}$:
  reset van de seriële poort, een "L" op deze pen de-activeert de volledige seriële besturing, seriële communicatie is alleen mogelijk als deze ingang "H" is
- CLK:
  kloksignaal van de seriële bus, de clock-ingang reageert op de positieve flank van het kloksignaal
- D:
  ingang van de seriële bus
- C_{OUT}:
  seriële cascade uitgang, wordt gebruikt om de momentele stand van de lopers uit te lezen, de gegevens die via de D-ingang worden ingevoerd worden via deze uitgang weer uitgevoerd
- MODE:
  bepaalt of de twee potentiometers afzonderlijk bestuurbaar zijn met drukknoppen of dat de beide potentiometers samen bestuurd worden, de zogenoemde "stereo"-mode
- MUTE:
  stuurt de chip hardwarematig naar de MUTE-stand, waarin de maximale verzwakking van meer dan 90 dB wordt gegenereerd
- $\overline{ZCEN}$:
  zero-crossing detect ingang (zie later)

Technische gegevens
- fabrikant: Dallas Semiconductor
- behuizing: 20 pin DIP, SOIC en TSSOP
- voedingsspanning:
  2,7 V min., 5,5 V max.
- voedingsstroom: 2 mA max.
- totale weerstand: 47 kΩ typisch
- weerstandstolerantie: +/-20 % max.
- weerstand loper: 1 kΩ max.
- stroom door de loper: 1 mA max.
- absolute tolerantie: +/-1 dB max.
- onderlinge afwijking: +/-0,5 dB max.
- tempco: 750 ppm/°C typisch
- overspraak: -90 dB typisch
- ingangscapaciteit: 5 pF max.
- uitgangscapaciteit: 7 pF max.
- -3 dB frequentie: 700 kHz typisch
- harmonische vervorming: 0,002 % typisch
- uitgangsruis: 2,2 μV_{rms} typisch
- clock-frequentie: 10 MHz max.
- breedte clockpuls: 50 ns min.
- stijgtijd clockpuls: 50 ns max.
- data setup: 30 ns min.
- data hold: 10 ns min.
- propagation delay: 50 ns max.

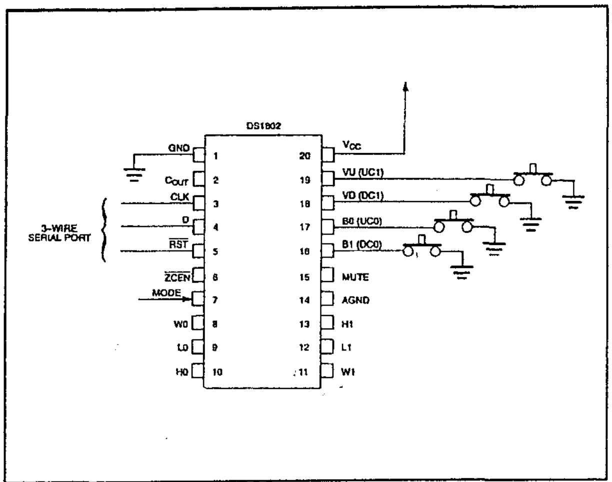
Power-up condities
Bij power-up wordt de seriële poort wordt binnen 10 µs geactiveerd, de vier drukknop ingangen binnen 50 ms. De lopers worden ingesteld in stand 63, de "onderste" positie van de lopers. De status van de MODE-ingang wordt gemeten en hiermee wordt de drukknop-besturing in de juiste stand gezet.

Besturing via drukknoppen
De vier UC en DC ingangen zijn via interne pull-up weerstanden van 50 kΩ verbonden met de positieve voeding. De drukknoppen moeten deze ingangen dus naar de massa schakelen. Iedere druk op een van de knoppen wekt dus een "H" naar "L" overgang op, die wordt gedetecteerd, bevrijd van dedounce-verschijnselen en de loper van de potentiometer één stap naar "boven" of naar "onder" verplaatst.
Het logische niveau op de MODE-ingang bij power-up bepaalt hoe de schakeling reageert op de drukknoppen. Er bestaan twee modi:
- Independent control:
  Wordt uitgevoerd als de MODE "H" is bij power-up. In deze modus worden vier drukknoppen volgens het schema van figuur 14/1.3-99 gebruikt voor het individueel besturen van de twee interne potentiometers.

1.3 Type-beschrijving elektronische potentiometers

- Stereo mode control:
  Wordt uitgevoerd als de MODE "L" is bij power-up. In deze modus worden twee van de vier drukknoppen gebruikt voor het gezamenlijk instellen van het volume en de twee overige voor het instellen van de balans tussen beide potentiometers.

De functie van de vier ingangspennen in beide modi volgt uit de tabel van figuur 14/1.3-100.



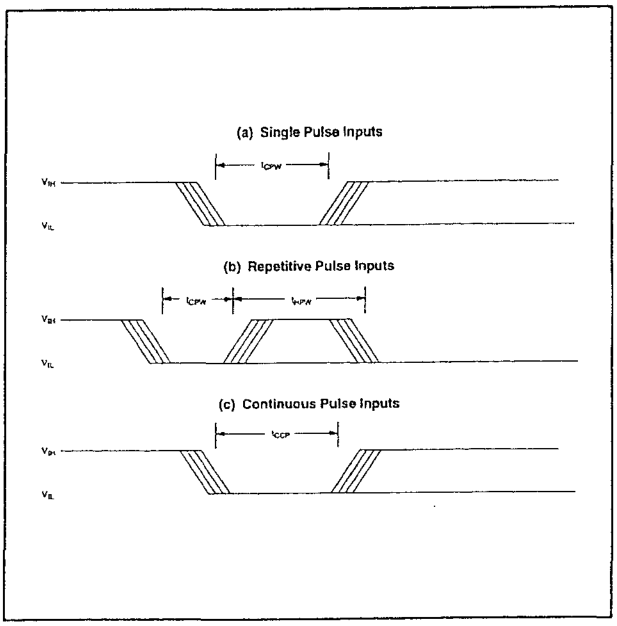
Figuur 14/1.3-99: Het besturen van de DS1802 met vier drukknoppen.

CONTACT INPUT	DESCRIPTION
UC0*	Up contact potentiometer-0
UC1*	Up contact potentiometer-1
DC0*	Down contact potentiometer-0
DC1*	Down contact potentiometer-1
VU**	Volume-up
VD**	Volume-down
B0**	Balance Pot-0
B1**	Balance Pot-1

* independent mode control
** stereo mode control

Figuur 14/1.3-100: De functie van de vier drukknoppen in de twee modi.

Met de balance drukknoppen kan men een bepaalde offset aanbrengen tussen de positie van de twee lopers. Deze offset is onafhankelijk van de besturing via de twee overige drukknoppen.
In de drukknop besturing wordt een puls die breder is dan 1 ms maar smaller is dan 1 s geaccepteerd als één besturingspuls voor de loperverplaatsing.
Pulsen die breder zijn dan 1 s sturen de loper-positie continu in de gedefinieerde richting met een herhalingstijd van 100 ms. Dit proces start uiteraard na het aflopen van de 1 s houdtijd.
Hieruit volgt dat het doorlopen van alle 63 posities van de loper duurt:
totale tijd = 1 s + (63 * 100 ms)
totale tijd = 7,3 s
Het timingdiagram van de besturing van de potentiometers door middel van drukknoppen is getekend in figuur 14/1.3-101.

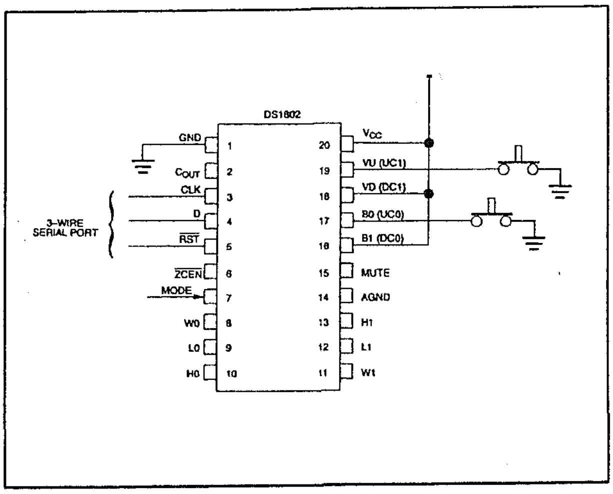


Figuur 14/1.3-101: Het timingdiagram van de besturing van de DS1802 via drukknoppen.

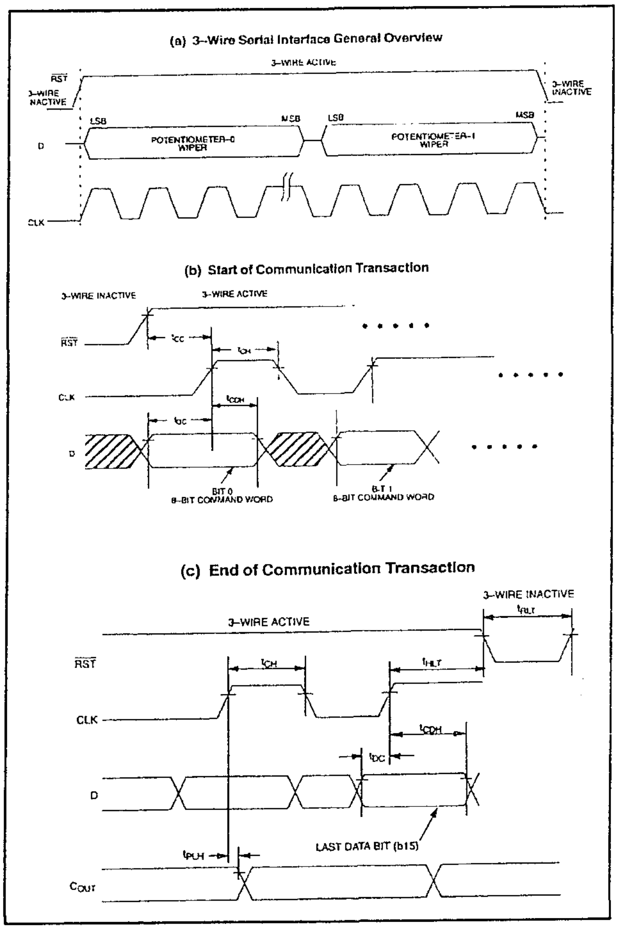
Single Pushbutton Configuration

De twee interne potentiometers in één DS1802 kunnen ook gezamenlijk met slechts twee drukknoppen worden bestuurd.

1.3 Type-beschrijving elektronische potentiometers



Figuur 14/1.3-102: Besturen van een DS1802 met slechts twee drukknoppen.



Figuur 14/1.3-103: Het timingdiagramvan het drie-draads protocol.

In dit geval moeten, zie figuur 14/1.3-102, de DC0 en DC1 ingangen voor power-up met de positieve voeding verbonden worden. De UC0 en UC1 ingangen worden dan gebruikt voor het verhogen of verlagen van de positie van de lopers van beide potentiometers.

Drie-draads interface protocol

De timing van het seriële protocol is geschetst in figuur 14/1.3-103. Het protocol start met het "H" maken van de $\overline{RST}$-pen. De data word ingelezen bij de "L" naar "H" overgang van de clockpulsen. Eerst wordt de gewenste stand van de potentiometer 0 ingelezen, nadien deze van de potentiometer 1. De data bestaan uit twee 8 bit brede woorden, die worden opgeslagen in een 16 bit breed schuifregister.
De samenstelling van deze code is als volgt:

- bits 0 tot en met 5:
  de loperpositie van potentiometer 0
- bit 6:
  een "H" stuurt potentiometer 0 naar de MUTE-stand
- bit 7:
  heeft geen invloed
- bits 8 tot en met 13:
  de loperpositie van potentiometer 1
- bit 14:
  een "H" stuurt potentiometer 1 naar de MUTE-stand
- bit 15:
  heeft geen invloed

Nadat deze bits zijn ingeklokt, moet de $\overline{RST}$ weer naar "L" gaan. Op dat moment worden de nieuwe gegevens overgedragen op de interne elektronica die de positie van de lopers stuurt.
De inhoud van het 16 bit brede schuifregister is samengevat in figuur 14/1.3-104.

Zero crossing detection

Dit is zeer handige optie als de DS1802 toegepast wordt in audio-applicaties. De stand van de loper van de potentiometer zal dan alleen veranderen als een ingebouwde detectie-schakeling vaststelt dat de twee uiteinden van een potentiometer op hetzelfde

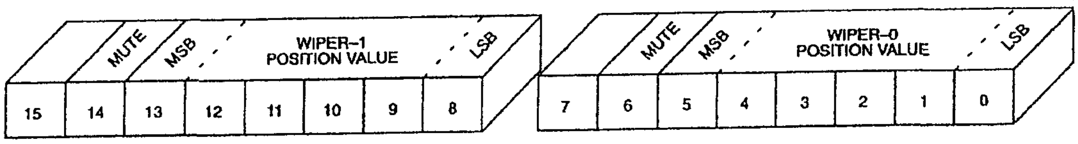
potentiaal staan. Op deze manier worden schakelklikken voorkomen. Deze optie wordt geactiveerd door de $\overline{ZCEN}$-pen naar "L" te trekken en werkt zowel bij de drie-draads besturing als bij de besturing door middel van de drukknoppen. Het systeem werkt als volgt. Na het ontvangen van een nieuwe code ($\overline{RST}$ gaat weer naar "L") of na een druktoets-actie onderzoekt de ingebouwde elektronica gedurende 50 ms de spanningen op beide uiteinden van de potentiometer. Als in dit tijdsvenster een moment wordt aangetroffen waarbij de spanningen op beide potentiometeraansluitingen identiek zijn, wordt de nieuwe stand van de loper op dat moment uitgevoerd. In de meeste gevallen zal aan deze voorwaarde alleen voldaan worden als de ingangsspanning door de nul gaat. Vandaar dat deze optie dan ook "Zero Crossing Detection" word genoemd. Als in het tijdsvenster van 50 ms geen gelijke potentialen worden gemeten zal de nieuwe stand van de loper alsnog na deze periode worden doorgevoerd.

Cascade schakeling

Diverse DS1802 chip's kunnen in cascade worden geschakeld en bestuurd vanuit één processor via het schema van figuur 14/1.3-105. Ieder data-bit dat via D wordt ingelezen genereert binnen maximaal 50 ns een uitgangsbit op C_{OUT}. Met dit bit wordt de DATA van het volgende IC bestuurd. Het zal duidelijk zijn dat het volledige data-woord nu bestaat uit 16 bit maal het aantal chip's dat in cascade is geschakeld. Tussen de C_{OUT} van de laatste elektronische potentiometer en de D van de eerste kan desgewenst een terugkoppelweerstand worden aangebracht. Op deze manier kan men eenmalig ingelezen gegevens laten circuleren door het totale schuifregister van de in cascade geschakelde chip's.

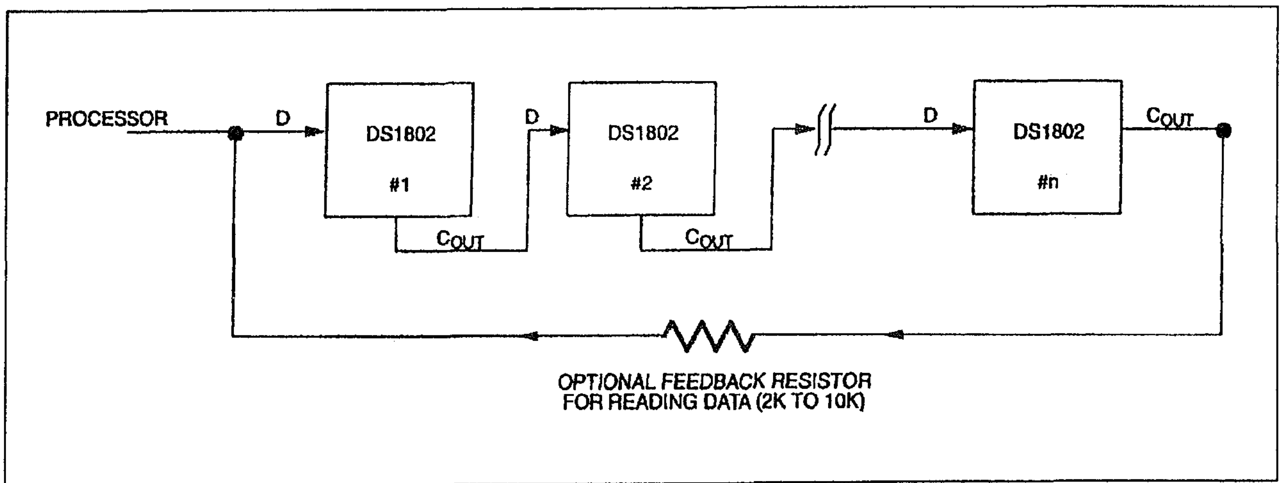
MUTE-control

De DS1802 kan zowel hardware- als softwarematig naar de MUTE-stand gestuurd worden. Hardwarematig kan dat via de MUTE-pen. Deze pen is via een interne pull-up weerstand van 50 kΩ verbonden met de positieve voedingsspanning. Het naar "L" trekken van deze pen stuurt de lopers van de twee potentiometers naar de "laagste" positie. Als en nadien deze ingang weer naar "L" trekt zal de loper zijn oorspronkelijke positie innemen. Deze hardware MUTE wordt gede-activeerd op het moment dat een van de vier overige drukknopingangen wordt geactiveerd.



Figuur 14/1.3-104: De inhoud van het 16 bit brede schuifregister.

1.3 Type-beschrijving elektronische potentiometers



Figuur 14/1.3-105: Het cascaderen van verschillende DS1802 chip's.

(wordt vervolgd)

1.3 Type-beschrijving elektronische potentiometers

14/3

Companders

Inhoud

14/3.1

Achtergrond-informatie

Inleiding

Companders

Het woord "compander" is een samentrekking van de twee woorden "***comp***ressor" en "exp***ander***". Een compander is dus een schakeling, waarmee men zowel signalen kan comprimeren (de dynamiek verkleinen) als kan expanderen (de dynamiek vergroten). Zolang niet alle audio-apparatuur volledig digitaal werkt zullen companders zeer belangrijke schakelingen in de audio-techniek blijven. Iedereen die een betere kassetterecorder heeft kent immers de begrippen "Dolby-B" en "Dolby-C". Twee compandersystemen, die zich kunnen verheugen in een internationale standaardisatie in compact kassette apparatuur. Naast deze Dolbysystemen hebben echter ook diverse andere fabrikanten compander-systemen ontwikkeld. Een alles behalve volledig lijstje:

- DBX;
- DNR;
- CX;
- TelCom;
- HighCom;
- DNL.

De meeste van deze systemen zijn echter in de vergetelheid geraakt, maar er zijn nog wel IC's te koop die deze systemen ondersteunen.

Waarom companders?

Waarom worden companders gebruikt bij audio-apparatuur? Het antwoord is heel eenvoudig: om de natuurlijke ruis van de signaalbronnen te reduceren.

Ruis is een overal aanwezig verschijnsel. Zwakke stereo-FM zenders produceren een aanzienlijke ruis bij de ontvangst, grammofoonplaten ruisen, kassettebandjes ruisen, videobanden produceren ruis. De verschillende compandersystemen zijn ontwikkeld om deze ruis hoorbaar te verminderen, maar het muzieksignaal zo min mogelijk aan te tasten.

Ruis

Ruis wordt gedefinieerd als een wisselspanning met volledig statistisch bepaalde frequentie- en amplitude-verdelingen.

Er bestaan verschillende soorten ruis, zoals:

- thermische ruis;
- stroomruis;
- grondruis.

De **thermische ruis** ontstaat doordat in elektrische weerstanden vrije elektronen aanwezig zijn. Deze worden door de warmte in willekeurige bewegingen gebracht, de zogenoemde Brownse bewegingen. Het gevolg is dat er het ene moment aan de ene kant van de weerstand een overschot aan elektronen kan ontstaan en een volgend moment een tekort. Deze elektronenbewegingen veroorzaken dus kleine wisselspanningen over de weerstand, die in LF-apparatuur een duidelijk hoorbaar sissend achtergrondgeluid veroorzaken. De thermische ruis is wiskundig volledig te definiëren en bedraagt bij 20 °C 18 nV/Ω^{-1}. Over een weerstand van 10 kΩ ontstaat dus een thermische ruisspanning van 1,8 μV.

De **stroomruis** ontstaat als door een weerstand een gelijkstroom vloeit. Dit verschijnsel

3.1 Achtergrond-informatie

wordt veroorzaakt doordat de vrije elektronen niet in rechte lijnen door de weerstand voortbewegen, maar volgens tamelijk willekeurige banen. De vrije elektronen botsen immers vaak tegen de gebonden elektronen van de atomen van de weerstand en worden daardoor afgebogen. Deze ruis is recht evenredig met de grootte van de weerstand en de grootte van de stroom.
De **grondruis** is een verschijnsel dat alleen optreedt bij geluidsdragers, zoals platen en magnetische banden. Deze ruis ontstaat doordat het materiaal van deze dragers op microscopisch kleine schaal alles behalve glad is. Het gevolg is dat de opneemelementen (naald, kop) kleine variaties in verplaatsing of magnetische flux ondergaan en deze variaties omzetten in kleine ruisspanningen.

De gevolgen van de ruis

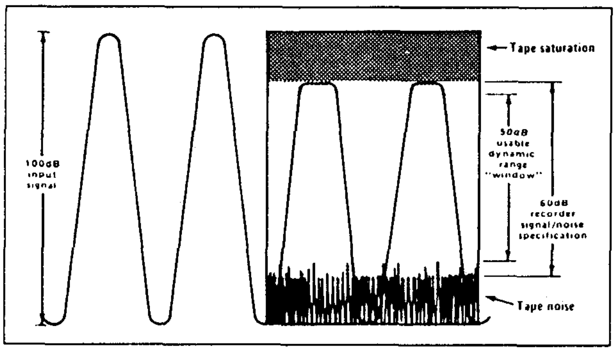
Het gevolg van al deze ruisverschijnselen is dat zwakke signalen dreigen te verdrinken in de achtergrondruis. Heeft een medium een totale eigen ruis op een niveau van -60 dB en geeft men via dit medium een geluidssignaal door met een eigen niveau van -70 dB, dan zal het signaal gemaskeerd worden door de ruis en hoort men nauwelijks wat van het geluid.

Verzadiging

Een tweede verschijnsel dat belangrijk is bij het thema "companders" is de verzadiging. Zowel platen als magnetische banden hebben een bepaald maximaal signaalniveau dat zij zonder vervorming kunnen opnemen. Bij een plaat wordt dit maximale niveau bepaald door de maximale uitwijking van het spoor, bij magnetisch banden door de magnetische verzadiging van het bandmateriaal. Het gevolg is dus dat men de op te nemen signalen moet begrenzen, zodat de topwaarden in het signaal nooit groter worden dan de verzadigingswaarde van het medium.

Samenvatting

In figuur 14/3.1-1 zijn de praktische gevolgen van de ruis en de verzadiging samengevat voor het medium magnetische tape. Men wil een signaal met een dynamiek van 100 dB opnemen op een kassettebandje. Het bandje heeft echter slechts een bereik van 50 dB. De onderste 20 dB van de signaaldynamiek zou verloren gaan in de eigen ruis van het bandje en de weergaveschakelingen.



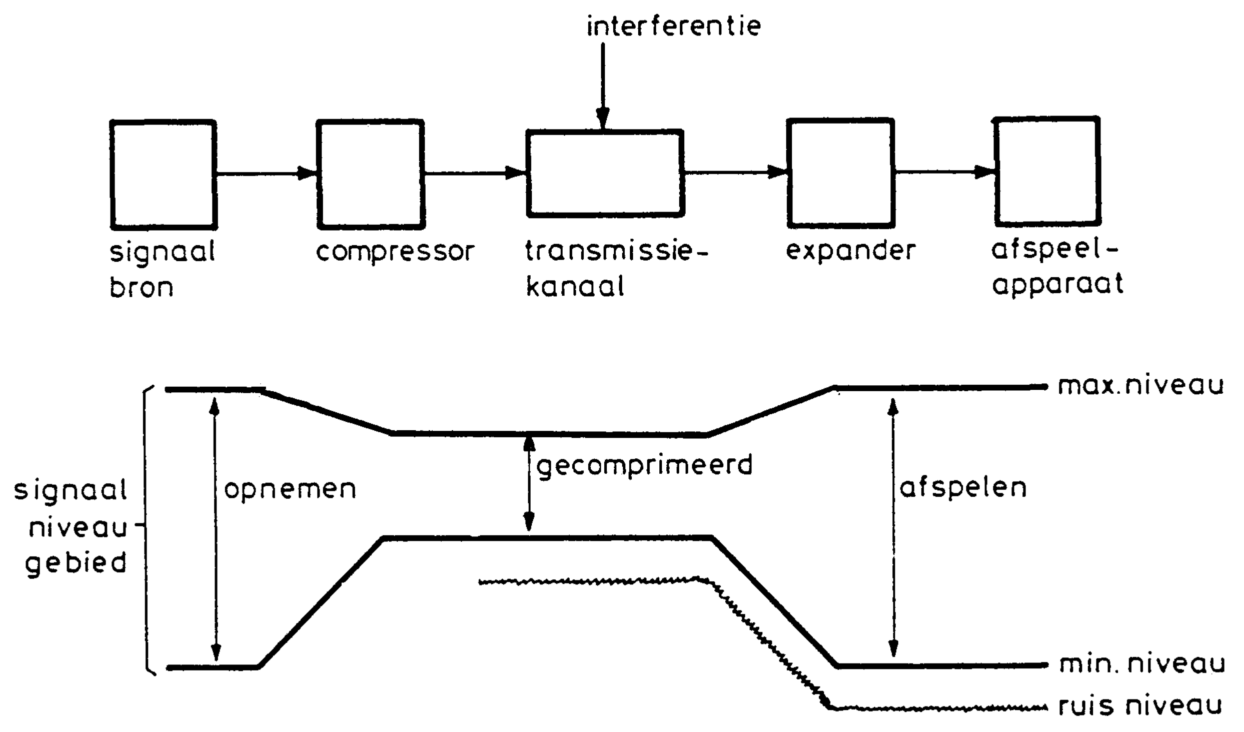
Figuur 14/3.1-1: De praktische gevolgen van de verschijnselen "ruis" en "verzadiging".

De bovenste 20 dB van het signaal zou vervormen, doordat dit deel van het signaal de magnetische laag van het bandje in verzadiging zou sturen.

De oplossing

De oplossing voor dit probleem is "companding". Bij het opnemen van het signaal op het medium wordt het signaal gecomprimeerd met een compressor. De dynamiek van 100 dB wordt kunstmatig teruggebracht tot 50 dB. Bij het weergeven van het medium wordt het signaal geëxpandeerd met een expander. De opgenomen dynamiek van 50 dB wordt weer vergroot tot de oorspronkelijke 100 dB. Dit proces is geschetst in figuur 14/3.1-2. Tussen de signaalbron en het transmissiemedium wordt een compressor geschakeld. Deze zal het dynamiekbereik van de bron reduceren tot het past op het werkbare gebied van het medium. De zwakke signalen worden dus zover versterkt, dat zij ver boven de eigen ruisdrempel van het medium liggen. De sterke passages worden verzwakt, zodat zij geen aanleiding geven tot verzadiging van het medium.

3.1 Achtergrond-informatie



Figuur 14/3.1-2: Het principe van companding.

Bij het afspelen van het medium wordt een expander tussen geschakeld. Deze zal de beperkte dynamiek die op het medium werd opgenomen weer vergroten. De sterke passages worden dus weer versterkt, de zwakke passages verzwakt. Bij dit verzwakken wordt uiteraard ook de eigen ruis van het medium verzwakt. Op deze manier blijft de ruis ver onder het minimale niveau van het opgenomen signaal. Afhankelijk van het systeem kan hiermee een ruisreductie tot 25 dB worden verkregen.

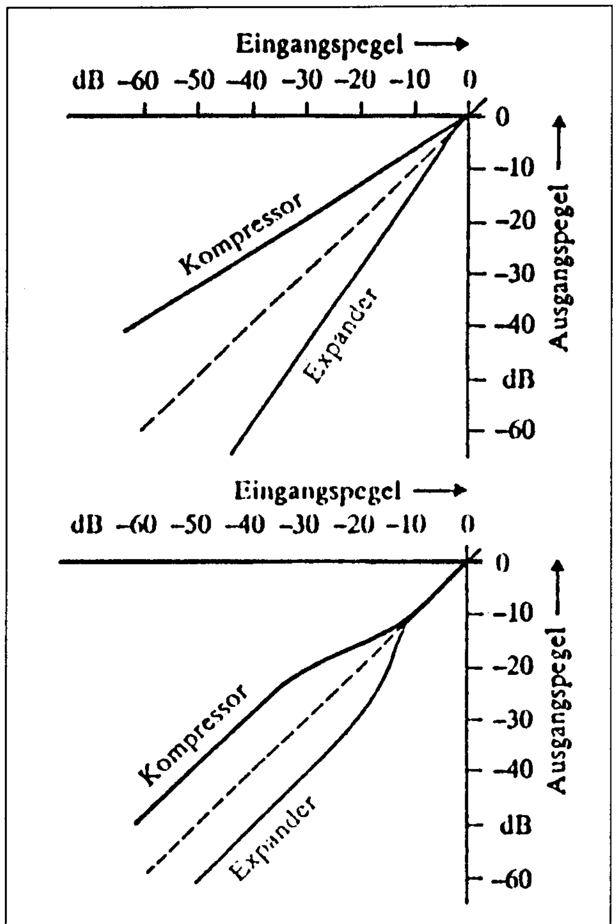
De compander-karakteristiek

Een belangrijk gegeven van een compandersysteem is de compander-karakteristiek. Twee voorbeelden van een dergelijke karakteristiek zijngetekend in figuur 14/3.1-3.

Deze karakteristiek geeft het verband tussen de dynamiek van het ingangssignaal en de dynamiek van het signaal dat naar het transmissiemedium wordt gestuurd. Beide assen worden geijkt in dB. De bovenste grafiek is een voorbeeld van een lineaire karakteristiek. De compressor werkt reeds bij grote signalen (rond de 0 dB) en de compressiefactor is onafhankelijk van het niveau van het ingangssignaal. De onderste grafiek geeft een voorbeeld van een niet-lineaire karakteristiek. Nu werk de compressor niet bij grote signalen, maar wordt maar eerst actief als het ingangssignaal gedaald is tot ongeveer -10 dB.

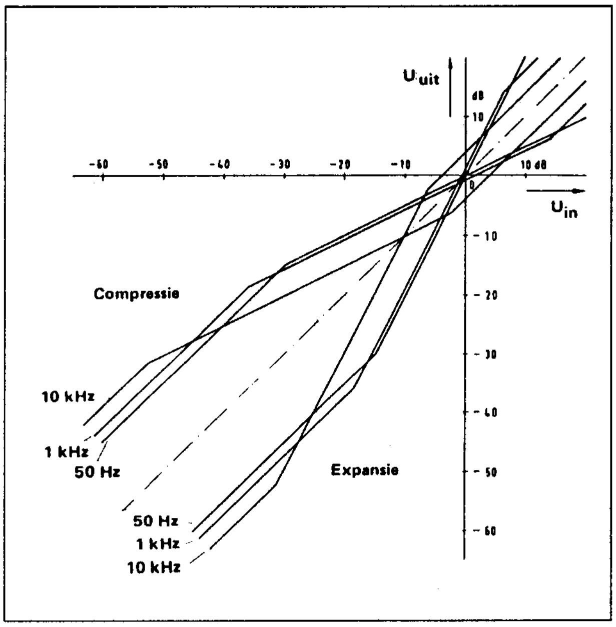
Het zal duidelijk zijn (dat blijkt ook uit de grafieken) dat de expander een identieke karakteristiek moet hebben!

3.1 Achtergrond-informatie



Figuur 14/3.1-3: Twee voorbeelden van compander-karakteristieken.

Beide karakteristieken zijn voorbeelden van systemen die frequentie-onafhankelijk werken. De grafiek geldt voor alle frequenties in het signaal.
Er zijn echter ook compander-systemen die frequentie-afhankelijk werken. In figuur 14/3.1-4 is de compander-karakteristiek van een dergelijk systeem getekend.
Uit de grafiek blijkt dat het beschouwde systeem het audio-spectrum in drie gebieden splitst. Voor ieder gebied wordt een eigen compressie/expansie-karakteristiek toegepast. Deze systemen zijn ontwikkeld als gevolg van fysiologische onderzoeken naar de gevoeligheid van het menselijk gehoor. Hieruit blijkt dat de mens niet voor iedere frequentie even gevoelig is. Het is dan, volgens de bedenkers van deze systemen, te grof om het gehele audio-gebied aan één standaard compressie-factor te onderwerpen. De drie banden houden rekening met de gevoeligheidscurve van het gehoor en passen de drempels aan, waarbij de compressie en expansie in werking treedt.



Figuur 14/3.1-4: Een voorbeeld van een frequentie-afhankelijke compander-karakteristiek.

Principes van companding

Inleiding

Een compander bestaat, dat zal ondertussen wel duidelijk zijn, steeds uit twee complementaire blokken: een compressor en een expander. Gelukkig blijkt dat men deze beide schakelingen met drie dezelfde elektronische blokken kan uitvoeren:

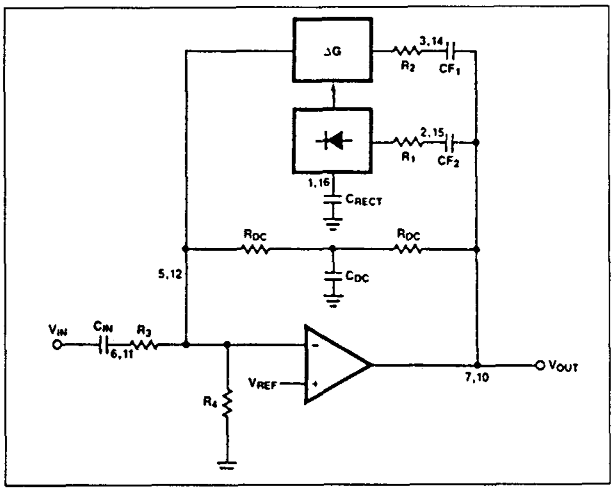
- een gelijkrichter;
- een cel met variabele, stuurbare weerstand;
- een operationele versterker.

Alle compander-IC's bevatten dus minstens deze drie blokken plus uiteraard de noodzakelijke bias-schakelingen om het geheel goed in te stellen.

3.1 Achtergrond-informatie

Basisschema van een compressor

Het basisschema van een compressor is getekend in figuur 14/3.1-5.



Figuur 14/3.1-5: Het basisschema van een compressor.

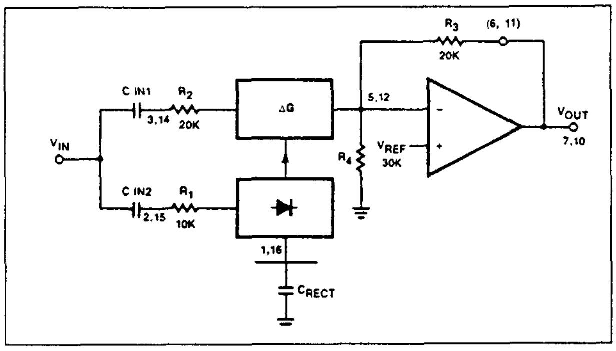
Het ingangssignaal wordt aangeboden aan de ingang van de operationele versterker. Deze is geschakeld als teruggekoppelde inverterende versterker. De versterking wordt dus bepaald door de verhouding van de weerstand tussen de ingang en de -IN van de op-amp en de weerstand tussen de uitgang en de -IN van de op-amp. In die terugkoppeling van uitgang naar ingang is de cel met variabele weerstand ΔG opgenomen. Deze cel wordt gestuurd door de uitgang van de gelijkrichter. De gelijkrichter wordt op zijn beurt weer gestuurd door de uitgangsspanning van de compressor.

De werking is als volgt. Als de ingangsspanning klein is zal ook de uitgangsspanning klein zijn. De gelijkrichter levert dus een kleine gelijkspanning af en de weerstand van de cel is groot. De versterking van de schakeling wordt nu alleen bepaald door de verhouding van de weerstanden R3 en Rdc. Als de ingangsspanning stijgt zal ook de uitgangsspanning stijgen. De gelijkrichter levert nu meer stuurspanning voor de cel af, zodat de weerstand ervan gaat dalen. Deze weerstand is parallel geschakeld over de twee weerstanden Rdc. Het gevolg is dat de totale terugkoppelweerstand daalt en de versterking van de trap afneemt.

Op deze manier ontstaat dus een lineaire compressor.

Basisschema van een expander

Het basisschema van een expander is getekend in figuur 14/3.1-6.



Figuur 14/3.1-6: Het basisschema van een expander.

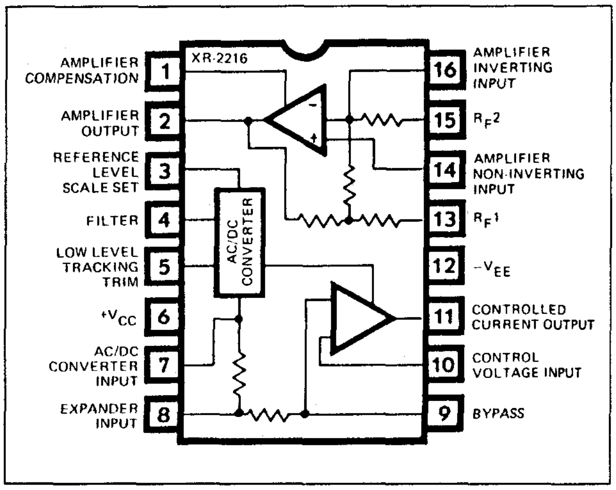
De drie basisblokken zijn nu op een iets andere manier geschakeld. De cel met variabele weerstand staat nu in de ingangskring van de operationele versterker. De gelijkrichter wordt gestuurd door het ingangssignaal. Als dit signaal klein is levert de gelijkrichter een kleine gelijkspanning. De weerstand van de cel is groot en de versterking van de trap klein. Als de ingangsspanning stijgt zal de gelijkrichter meer stuurspanning aan de cel leveren. De weerstand daalt en de versterking van de trap neemt toe. Op deze manier wordt dus het ingangssignaal lineair geëxpandeerd.

Blokschema van een universele compander

In figuur 14/3.1-7 is het typisch blokschema van een compander-IC getekend.

De gelijkrichter (AC/DC-converter) heeft uiteraard een pen waarop een afvlakcondensator wordt aangesloten. Daarnaast heeft dit blok meestal ook nog een afregel-ingang, waarop men een gelijkspanning moet instellen om de werking van de gelijkrichter voor kleine spanningen te lineariseren.

3.1 Achtergrond-informatie

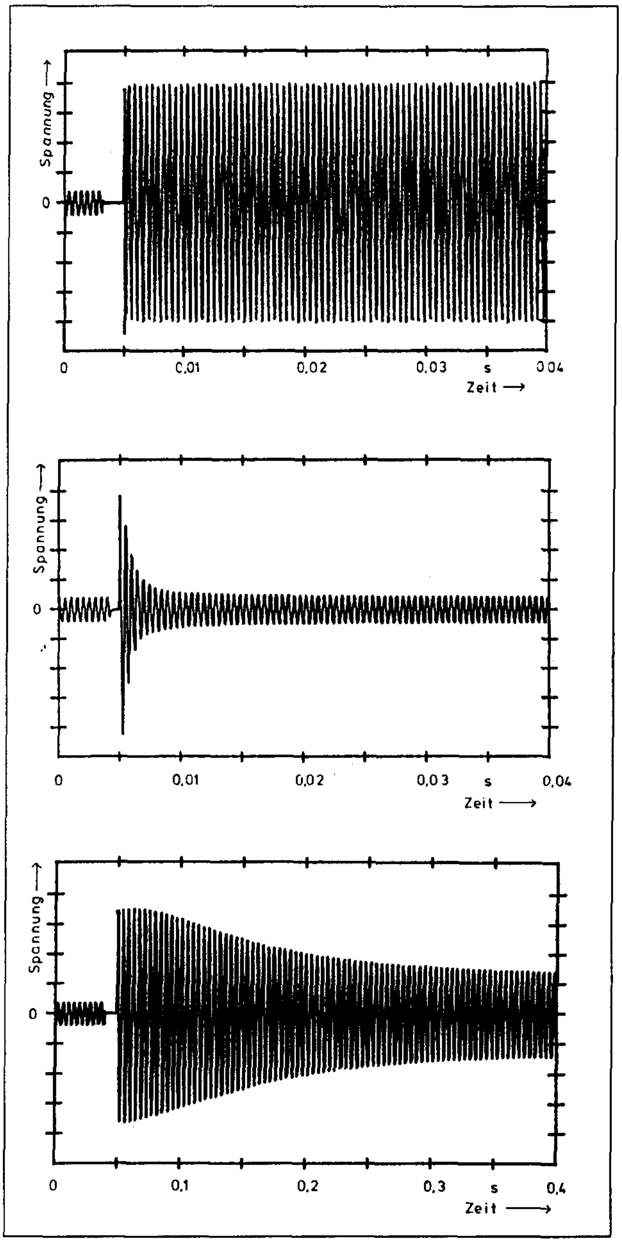


Figuur 14/3.1-7: Het typisch intern blokschema van een compander-IC.

De cel met regelbare weerstand is bij de meeste IC's stroomgestuurd. Vaak heeft deze cel een pen, waarop een instelspanning moet worden gezet om de schakeling op minimale vervorming af te regelen. De ingang is meestal rechtstreeks verbonden met de uitgang van de gelijkrichter. De operationele versterker komt in alle mogelijke configuraties voor. Vaak zijn intern reeds terugkoppelweerstanden aanwezig, die door middel van aftakkingen naar pennen extern kunnen worden aangepast.
Naast de drie blokken bevat ieder compander-IC interne referentiespanningen voor het instellen van de schakelingen. Deze moeten via pennen ontkoppeld worden, uiteraard met condensatoren naar de massa.
Met een of meerdere universele compander-IC's kan men het "naakte" schema uitbreiden, totdat een praktische compander ontstaat die werkt volgens een van de gestandaardiseerde systemen. Uiteraard hangt dit af van de externe schakeling rond de IC's.

Eigenschappen van companders

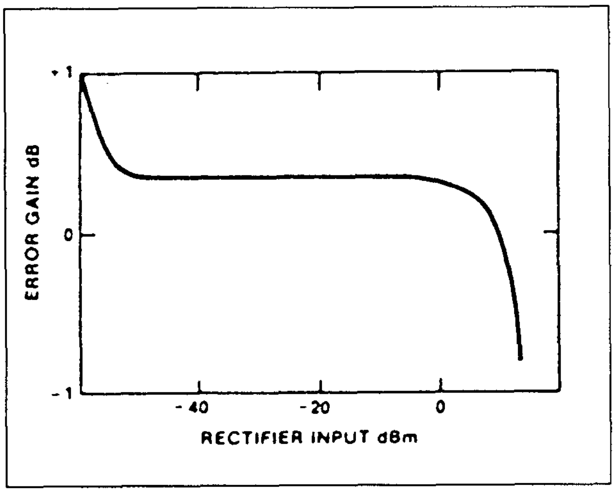
Een van de belangrijkste eigenschappen van een compander is reeds besproken: de compander-karakteristiek. Het is daar dat de verschillende systemen van elkaar afwijken. Men heeft lineair werkende systemen, niet-lineaire systemen en frequentie-afhankelijke systemen. Maar naast deze karakteristiek heeft een compander nog andere belangrijke eigenschappen. Een van die eigenschappen is de zogenoemde "aanspreek- en afvaltijd". Deze tijden zijn een maat voor de snelheid waarmee het systeem reageert op plotselinge spanningssprongen op de ingang. Het begrip "aanspreek-tijd" is toegelicht in de grafieken van figuur 14/3.1-8.



Figuur 14/3.1-8: Het begrip aanspreektijd grafisch toegelicht.

3.1 Achtergrond-informatie

In de bovenste grafiek is het ingangssignaal van een compressor getekend. Dit signaal maakt opeens een spanningssprong van +20 dB. In de twee onderste grafieken is weergegeven hoe twee verschillende compander-systemen op een dergelijke gebeurtenis reageren. De compander van de middelste grafiek reageert zeer snel en reduceert vrijwel onmiddellijk de piek tot de gecomprimeerde waarde. De compander van de onderste grafiek reageert veel trager, met als gevolg dat er toch nog behoorlijke signaalvervormingen door verzadiging van het medium kunnen ontstaan. Eenzelfde verhaal geldt uiteraard als het ingangssignaal opeens met -20 dB kleiner wordt.
De aanspreek- en afvaltijden zijn in de specificaties van de verschillende systemen uiteraard nauwkeurig vastgelegd en moeten zo goed mogelijk door middel van de schakeling rond de gelijkrichter aangehouden worden.



Figuur 14/3.1-9: De nauwkeurigheid van de gelijkrichter.

Een derde belangrijke specificatie van compander-systemen is de nauwkeurigheid van de gelijkrichter. In figuur 14/3.1-9 is deze nauwkeurigheid in grafiek gebracht. Het zal wel duidelijk zijn dat de gelijkrichter vooral bij het verwerken van kleine en grote signalen van het rechte pad afwijkt. Het kwaliteitsverschil tussen de verschillende IC's wordt in belangrijke mate bepaald door deze nauwkeurigheid.

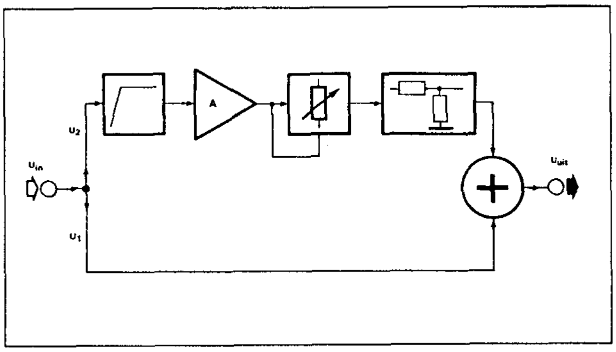
Compander-systemen

Inleiding

Er bestaan een twintigtal verschillende compander-systemen. In deze achtergrond-informatie zullen alleen de onderstaande systemen in het kort worden besproken:
- DNL;
- Dolby-A;
- Dolby-B;
- Dolby-C;
- DNR;
- CX;
- TelCom;
- HighCom;
- DBX.

DNL

Dit door Philips ontwikkelde systeem is in feite geen echt compander-systeem. Er wordt namelijk niets gedaan bij het opnemen van het medium. "Dynamic Noise Limiting" is een gestuurde bandbreedte begrenzer die werkt als ruisonderdrukker en alleen actief is bij de weergave van een medium. Het blokschema van het systeem is getekend in figuur 14/3.2-10.



Figuur 14/3.1-10: Het principe van DNL.

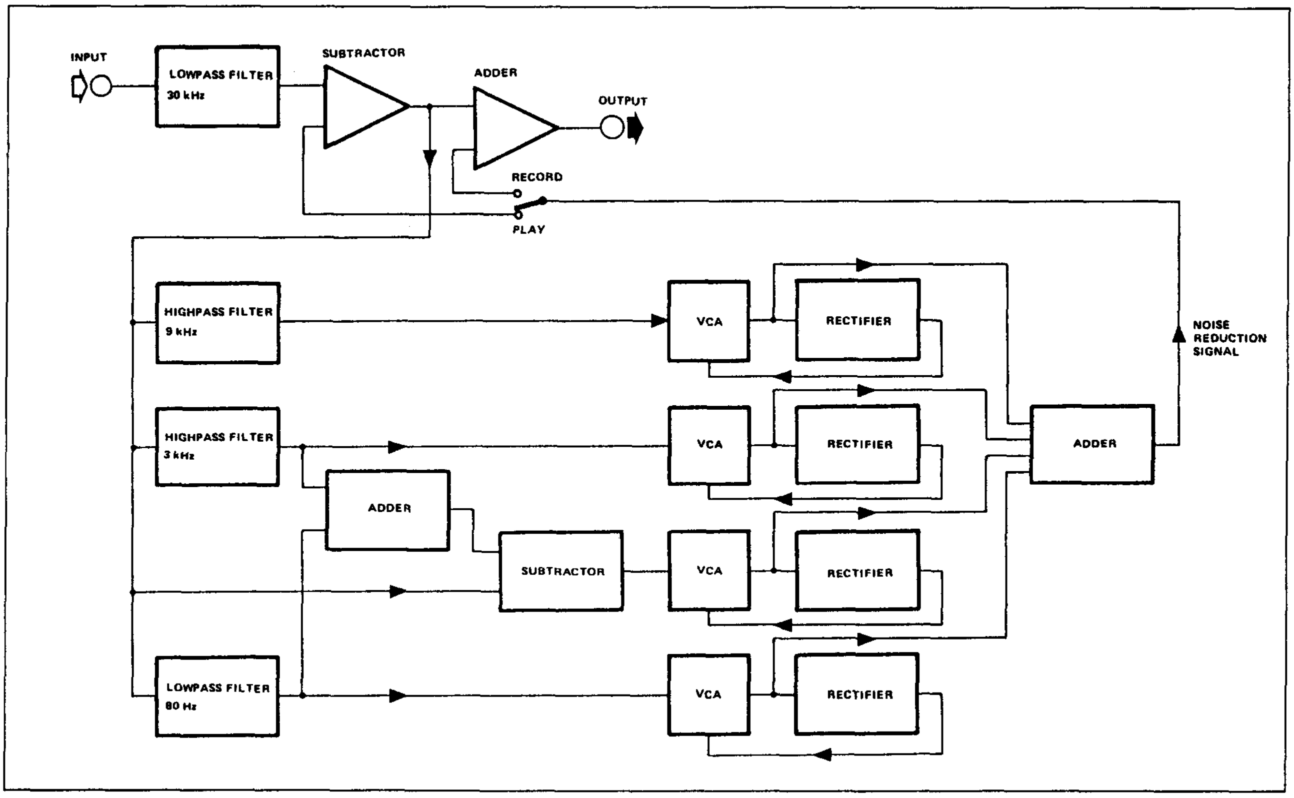
Het principe gaat uit van het algemeen bekende gegeven dat ruis alleen storend is als er weinig hoogfrequente signalen in geluid zitten.

3.1 Achtergrond-informatie

Vandaar dat de bandbreedte van het weergavesysteem alleen wordt begrensd als er weinig hoge frequenties in het signaal aanwezig zijn. De storende ruis wordt dan door de begrenzing van de bandbreedte gereduceerd. Als er veel hoogfrequente signalen in de audio aanwezig zijn, wordt de bandbreedte niet of minder begrensd. Het ingangssignaal wordt in twee componenten opgesplitst. Het signaal U1 gaat rechtstreeks naar een sommeerversterker. Het signaal U2 gaat naar een laagdoorlaatfilter met een afsnijfrequentie van 4 kHz. Nadien wordt het versterkt en door een spanningsafhankelijke verzwakker gestuurd. Het uitgangssignaal gaat naar de tweede ingang van de sommeerversterker. Het systeem wordt zo afgeregeld dat een signaal met een frequentie van 4 kHz, waarvan de sterkte 38 dB beneden het referentieniveau ligt, even groot als U1 aan de menger (maar dan wel in tegenfase) wordt aangeboden. Het gevolg is dat de ruiscomponenten elkaar opheffen.
Met het DNL-systeem is een beperkte ruisonderdrukking te bereiken. De signaal/ruisafstand van een weergavesysteem verbetert met ongeveer 3 dB.
Philips heeft verschillende generaties kassetterecorders met DNL op de markt gebracht. Het systeem is echter nooit doorgezet en zover bekend zijn er ook geen speciale IC's voor op de markt gebracht.

Dolby-A

Het Dolby-A systeem werd reeds in 1966 ontwikkeld door de Dolby Laboratories. Het werd in eerste instantie ontwikkeld voor gebruik in de professionele audiowereld, maar heeft zich nooit doorgezet naar de consumer branche. Het Dolby-A systeem is een echte frequentie-compander, waarvan het blokschema in figuur 14/3.2-11 is getekend.



Figuur 14/3.1-11: Het blokschema van het Dolby-A systeem.

3.1 Achtergrond-informatie

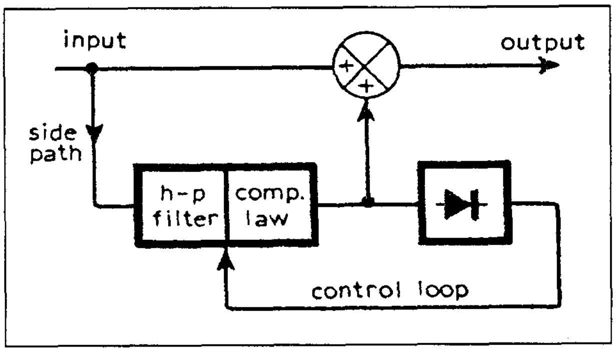
Dolby-A verdeelt het volledige audiospectrum in vier banden, die ieder een compressor of expander sturen. Het ingangssignaal wordt eerst door middel van een scherp laagdoorlaat filter met een afsnijfrequentie van 30 kHz ontdaan van eventuele HF-storingen. Nadien gaat het naar twee in cascade geschakelde optelschakelingen, waarvan de tweede ingang gestuurd wordt door het signaal dat door de compressor of expander wordt geleverd. Omdat een van de optelschakelingen inverterend werkt, zal de schakeling dus ofwel als compressor of als expander werken. Door middel van drie filters, een optelschakeling en een aftrekschakeling wordt het audio-spectrum opgesplitst in vier gebieden:
- hoger dan 9 kHz;
- tussen 3 kHz en 9 kHz;
- tussen 80 Hz en 3 kHz;
- lager dan 80 Hz.

Deze vier banden worden vervolgens individueel aan een companderschakeling aangeboden, waarbij het geheim van het systeem uiteraard zit in de juiste selectie van de componenten voor iedere band. Op deze manier wordt de breedbandige ruis dus op vier verschillende manieren aangepakt. De uitgangen van de companders gaan naar een menger, het uitgangssignaal wordt teruggekoppeld naar een van de twee ingangsversterkers.

Het Dolby-A systeem geeft een gemiddelde verbetering van de signaal/ruis-verhouding van 10 dB.

Dolby-B

Toen de kassetterecorder een massaproduct werd besefte men bij Dolby Laboratories dat er een immens grote markt braak lag voor een goedkoop en goed werkende compander-systeem. Dolby-A was echter veel te complex en te duur voor inbouw in goedkope recorders. Men heeft toen een heen eenvoudig compander-systeem ontwikkeld, Dolby-B, dat een wereldwijde standaard is geworden en in ieder goed kassettedeck is ingebouwd. Dolby-B gaat uit van het gegeven dat ruis van kassettebandjes een specifiek spectrum heeft als gevolg van de smalle band, het gebruikte oxyde en de dunne laag. De ruis zit voornamelijk in het gebied boven 1 kHz. Vandaar dat Dolby-B alleen het frequentiegebied boven 1 kHz in een companderlus opneemt en alle frequenties daaronder ongehinderd doorlaat. Het gevolg is dat het blokschema van Dolby-B, getekend in figuur 14/3.1-12, er zeer eenvoudig uitziet.



Figuur 14/3.1-12: Het blokschema van Dolby-B.

Het ingangssignaal gaat naar de menger en naar een hoogdoorlaat filter met een afsnijfrequentie van 1 kHz. Het uitgangssignaal van dit filter wordt aan de compander-lus aangeboden. Ondanks de eenvoud van het systeem heeft Dolby-B toch een verbetering van 10 dB in de S/R-verhouding tot gevolg.

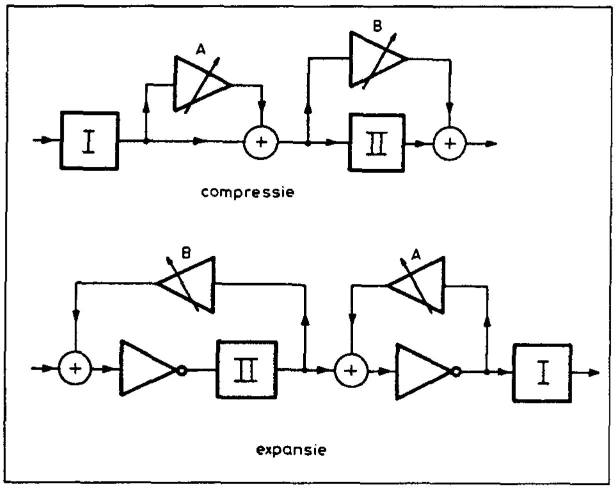
Dolby-C

Om te verhinderen dat concurrerende systemen de marktpositie van Dolby zouden aantasten werd later een verbeterde versie van Dolby-B op de markt gebracht onder de naam Dolby-C. Dolby-C, zie figuur 14/3.1-13, bestaat in feite uit twee Dolby-B systemen die in cascade zijn geschakeld. Daarnaast werden echter enige verfijningen aangebracht die zich bevinden in de blokken die met I en II zijn aangeduid.

Blok I is de zogenoemde "spectral skewing". Dit blok is in feite het geheim van de goede werking van het systeem. De schakeling in dit blok zorgt er voor dat bij andere compander-systemen optredende hoorbare afwijkingen, als gevolg van de niet-gestandaardi-

3.1 Achtergrond-informatie

seerde frequentiekarakteristiek van kassettedeck's, worden gecompenseerd.



Figuur 14/3.1-13: Het blokschema van Dolby-C.

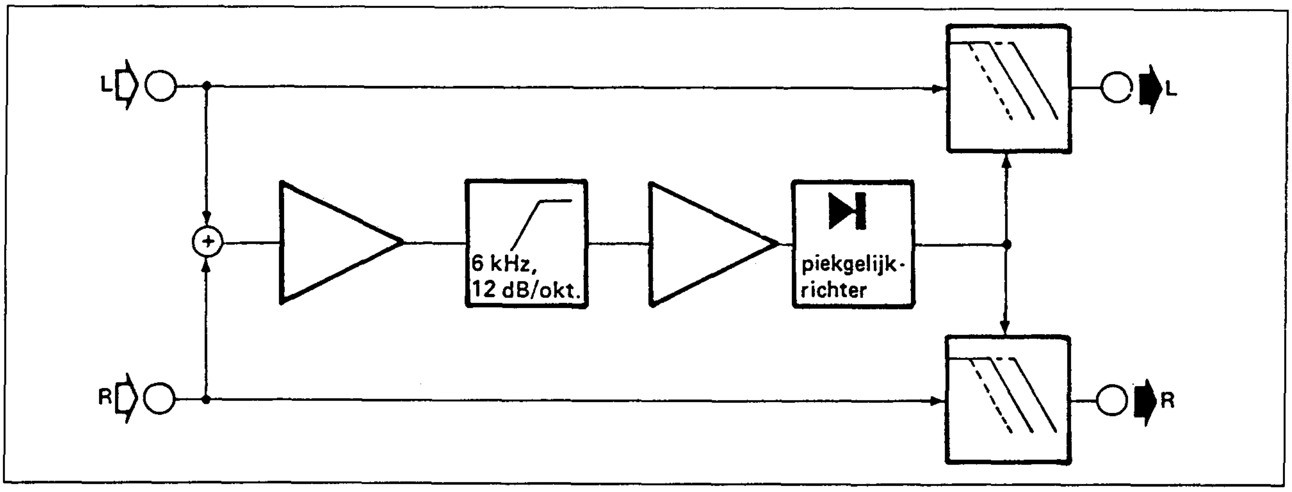
In consumer-apparatuur kan de frequentiekarakteristiek van een deck nogal verschillen als gevolg van vervuilde koppen, niet tijdig demagnetiseren van de koppen, kopafwijkingen en het door elkaar gebruiken van verschillende bandsoorten. Blok I bekijkt in feite het reële spectrum van het apparaat en past de werking van het compander-systeem hierop aan. Blok II bevat een anti-verzadigingsnetwerk dat alleen bij sterke signalen in werking treedt en de magnetische verzadiging van het bandmateriaal voorkomt.

Dolby-C heeft een maximale S/R-verbetering van ongeveer 20 dB en is even succesvol geworden als zijn voorganger. De meeste kassetterecorders hebben tegenwoordig een omschakelaar, waarmee men kan omschakelen tussen Dolby-B en Dolby-C.

DNR

Het "Dynamic Noise Reduction"-systeem is ontworpen door National Semiconductor. Het is geen echt compander-systeem, omdat het net zoals DNL van Philips alleen werkt bij het weergeven van een bandje. Het blokschema van DNR is getekend in figuur 14/3.1-14.

Het linker en rechter signaal worden bij elkaar opgeteld en naar een hoogdoorlaat filter gevoerd met een steilheid van 12 dB/octaaf en een kantelfrequentie van 6 kHz. Het uitgangssignaal van dit filter gaat naar de gelijkrichter. De stuurspanning op de uitgang van de gelijkrichter stuurt twee laagdoorlaat filters, waarvan de kantelfrequentie afhankelijk is van de grootte van de stuurspanning. Als de stuurspanning minimaal is, bedraagt de kantelfrequentie van beide filters 800 Hz. Op dat moment is er immers geen hoog in het signaal aanwezig en wordt de storende ruis onderdrukt door de lage kantelfrequentie van de uitgangsfilters.



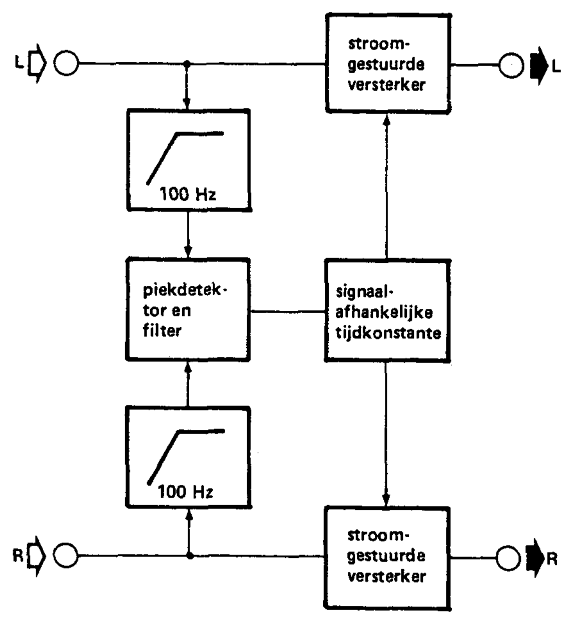
Figuur 14/3.1-14: Het blokschema van het DNR-systeem.

3.1 Achtergrond-informatie

Naarmate de gelijkrichter meer signaal levert, stijgt de kantelfrequentie van de filters, wordt de ruis minder onderdrukt, maar het hoog in het signaal beter doorgelaten. Daardoor neemt de hoorbare invloed van de ruis af. De verbetering van de S/R-verhouding bedraagt bij DNR ongeveer 14 dB.

CX

CX staat voor “Compatible Expansion” en dit systeem werd ontwikkeld door CBS. Het is een echte compander en werd speciaal op de markt gebracht om de signaal/ruisverhouding van grammofoonplaten te verbeteren. Er werden dan ook LP's aangeboden, die van een speciaaal label waren voorzien, hetgeen er op duidde dat de platen met CX-compressie waren opgenomen. Het blokschema van de afspeelzijde is getekend in figuur 14/3.1-15.



Figuur 14/3.1-15: Het blokschema van de afspeelschakeling van het CX-systeem.

Het CX-systeem is een niet-lineair systeem. De compander wordt maar eerst bij een bepaald niveau van het ingangssignaal actief. Het linker en rechter signaal gaan eerst door een hoogdoorlaat filter met een kantelfrequentie van 100 Hz. Nadien worden de signalen opgeteld en gelijkgericht. Het stuursignaal van de gelijkrichter beïnvloedt de versterking van twee stroomgestuurde versterkers.
In principe wijkt het CX-systeem dus niet erg af van de besproken fundamentele schakelingen van de figuren 14/3.1-5 en -6. De enige verfijning is dat de aanspreek- en afvaltijden van de VCA's afhankelijk zijn van de grootte van het door de gelijkrichter geleverde stuursignaal.
CX geeft een verbetering in S/R-verhouding van ongeveer 20 dB.

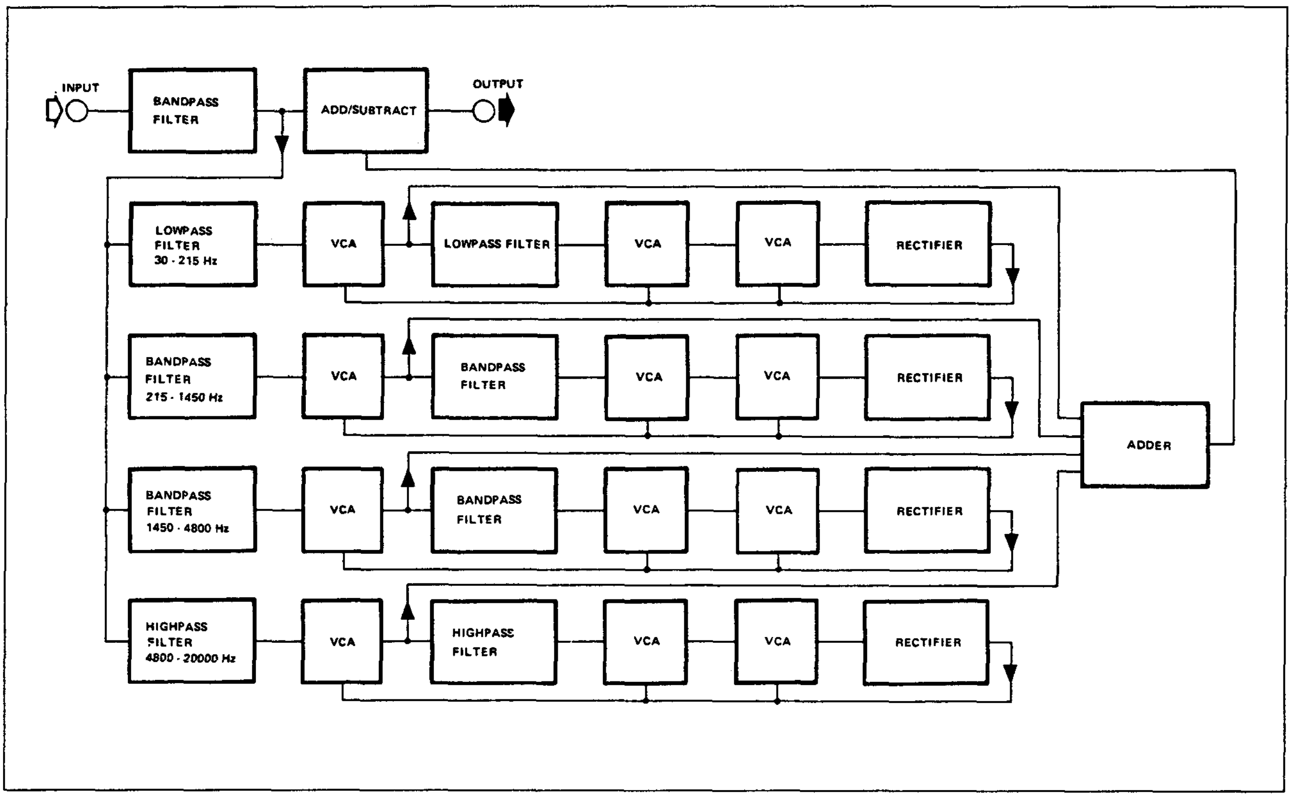
TelCom

TelCom werd door Telefunken ontwikkeld als alternatief voor het professionele Dolby-A systeem. Het is een zeer ingewikkeld compander-systeem, waarvan het blokschema is getekend in figuur 14/3.1-16.
Het ingangssignaal wordt weer gesplitst in vier banden die ieder een eigen compander sturen. De banden hebben echter een heel andere frequentie-inhoud dan bij Dolby-A. Voor de gelijkrichters staan bovendien nog eens filters en VCA's, die tot gevolg hebben dat TelCom veel soepeler reageert op plotselinge niveauverschillen in het signaal dan Dolby-A. Het zogenoemde “pompen”, waarbij men duidelijk hoort dat een compandersysteem in- of uitschakelt, wordt hierdoor in grote mate uitgeschakeld. De winst in S/R-verhouding bedraagt bij TelCom ongeveer 25 dB.

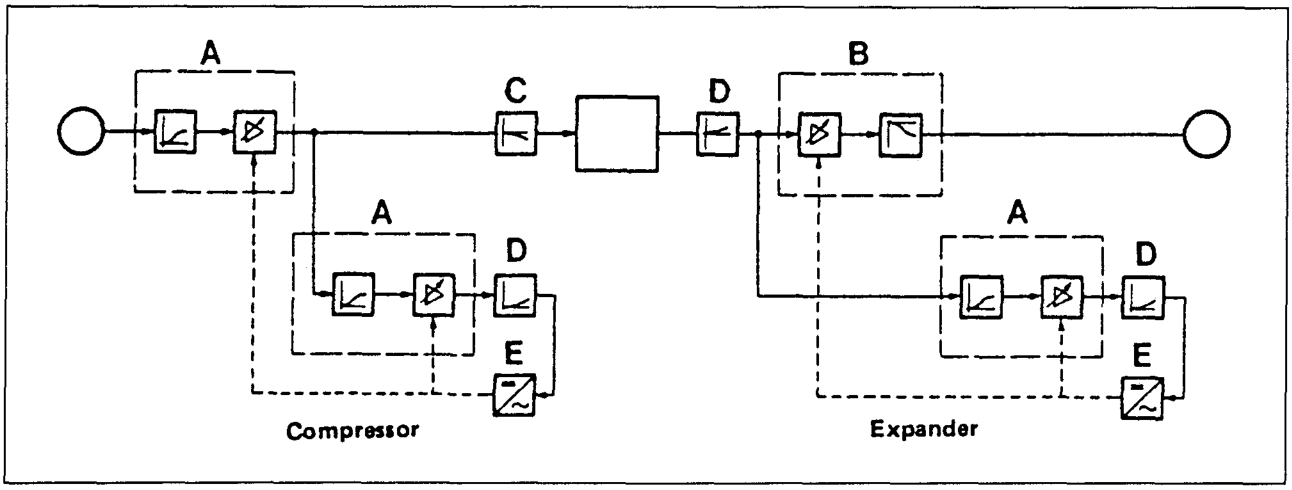
HighCom

Ook dit systeem werd door Telefunken ontwikkeld als kleiner broertje van TelCom en als concurrent van Dolby-C. HighCom is een breedband-compander, die werkt over het gehele frequentiespectrum. Het blokschema is getekend in figuur 14/3.1-17.

3.1 Achtergrond-informatie



Figuur 14/3.1-16: Het blokschema van het TelCom-systeem van Telefunken.

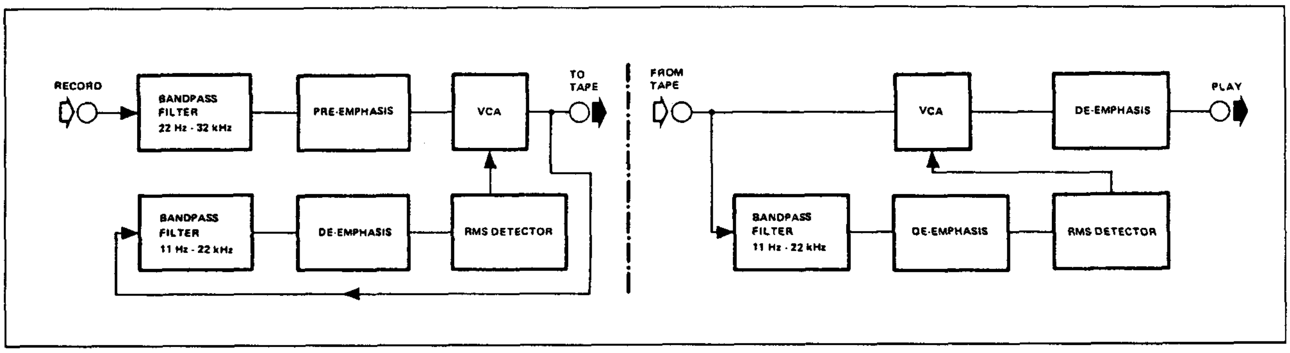


Figuur 14/3.1-17: Het blokschema van het HighCom-systeem.

Twee compander-systemen zijn in cascade geschakeld. Iedere compander is voorzien van een hoogdoorlaat filter, waardoor de compressie afhankelijk wordt van de frequentie en wel in drie banden:
- tussen 50 Hz en 1 kHz;
- tussen 1 kHz en 10 kHz;
- groter dan 10 kHz.

De blokken C en D stellen de- en pre-emphasis filters voor, die een extra aanpassing aan de frequentie-karakteristiek van het medium verzorgen.

3.1 Achtergrond-informatie



Figuur 14/3.1-18: Het blokschema van het DBX-systeem.

HighCom biedt een verbetering van de S/R-verhouding van ongeveer 20 dB. Maar ondanks deze goede eigenschappen heeft het systeem de strijd tegen Dolby verloren.

DBX

Het DBX-systeem, genoemd naar het in de professionele audio-techniek bekende begrip dB_X (decibels above reference coupling) wordt voornamelijk bij professionele audioapparatuur toegepast. Het systeem werk breedbandig en lineair. Het blokschema is getekend in figuur 14/3.1-18.
Na een banddoorlaat filter, dat alle niet tot het audio-spectrum horende signalen uitfiltert, gaat het ingangssignaal door een pre-emphasis. Het hoog wordt hier met ongeveer 12 dB versterkt. Nadien volgt de bekende cel met regelbare weerstand (VCA) en de terugkoppeling met filter, de-emphasis en gelijkrichter. Het gebruik van de pre- en de-emphasis filters bij dit systeem is verantwoordelijk voor de vrij grote ruisreductie van 30 dB.

Opmerking

Naast de universele compander-IC's, die alleen de basis-blokken van het systeem bevatten, maken verschillende fabrikanten ook speciale IC's voor Dolby-B, HighCom, etc. Hiermee wordt de externe schakeling aanzienlijk vereenvoudigd. In de meeste gevallen worden deze IC's echter niet in de vrije verkoop aangeboden, maar alleen aan grootafnemers, die bovendien de licentierechten voor het bedoelde systeem moeten kopen.

3.1 Achtergrond-informatie

14/3.2

Type-beschrijving

L 150

enkel, 60 dB, CCITT

De L 150 is een monofone compander, die over een bereik van 60 dB werkt met een nauwkeurigheid van +/-0,2 dB. De schakeling werkt volgens de in het “groen boekje” vastgelegde CCITT-specificaties (-14 dB_m over 600 Ω). De compander werkt tweetraps over het gehele frequentiebereik. De compander-karakteristiek verloopt lineair. Het IC heeft de mogelijkheid de expander-werking via een schakelaar uit te schakelen.

Technische gegevens

- fabrikant: SGS-Thomson
- behuizing: DIL-14
- aansluitgegevens: figuur 14/3.2-1
- intern blokschema: figuur 14/3.2-2
- voedingsspanning: 24 V max.
- voedingsstroom: 8 mA max.
- versterking: +/-1 dB typisch
- afwijking versterking: +/-0,2 dB max.
- bandbreedte: 500 kHz typisch
- vervorming: 0,7 % typisch
- uitgangsimpedantie: 60 Ω max.
- uitgangsruis: 100 dB_m max.
- nauwkeurigheid: +/-0,2 dB max.
- compander-karakteristiek: figuur 14/3.2-3

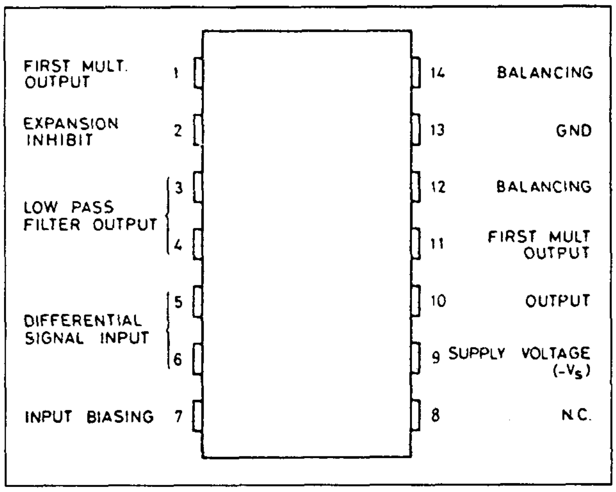
Voorbeeld-schakelingen

- figuur 14/3.2-4:

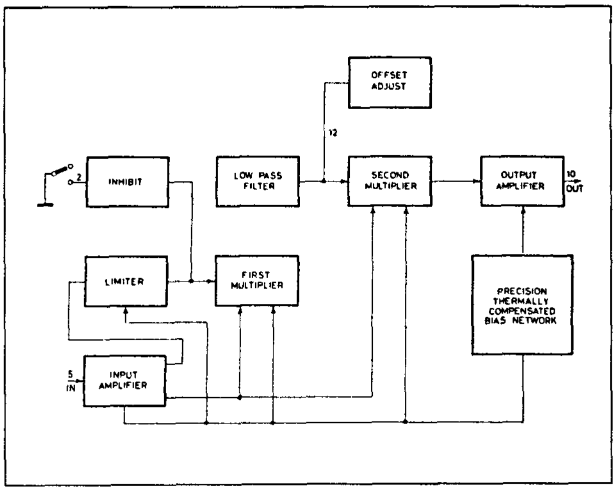
Standaard-schakeling rond de L 150, gebruikt als expander met een dynamisch bereik van 60 dB. Met de schakelaar aan pen 2 kan men de expanderende werking uitschakelen.

- figuur 14/3.2-5:

De L 150 gebruikt als compressor. De operationele versterker L 148 wordt in de tegenkoppeling van de L 150 opgenomen.

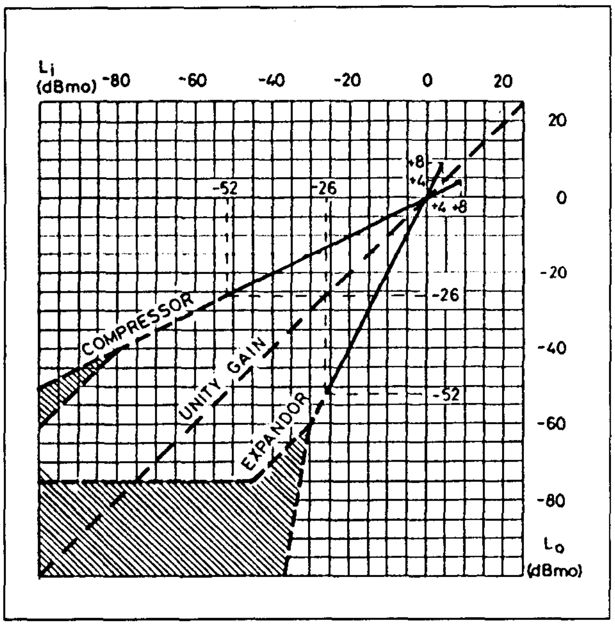


Figuur 14/3.2-1: Aansluitgegevens van de L 150.

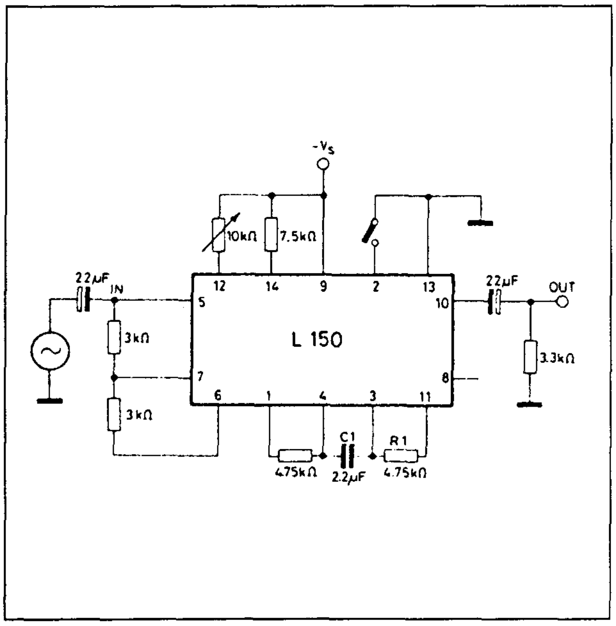


Figuur 14/3.2-2: Intern blokschema van de L 150.

3.2 Type-beschrijving



Figuur 14/3.2-3: De compander-karakteristiek van de L 150.

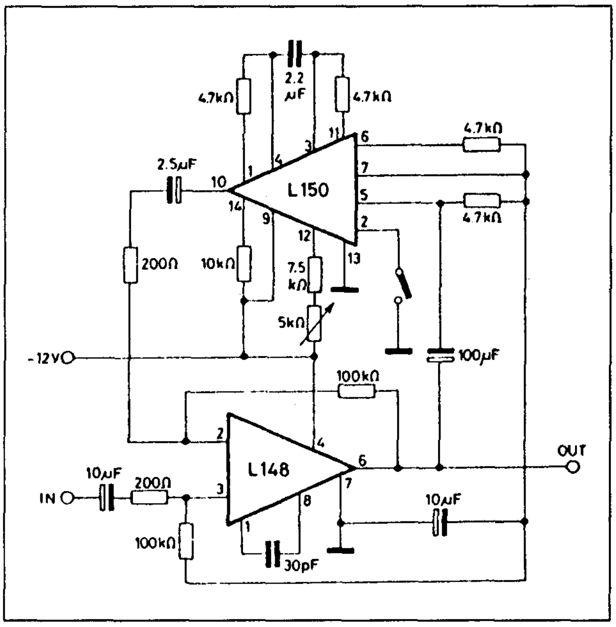


Figuur 14/3.2-4: De L 150 gebruikt als expander.

LS 150

enkel, 80 dB, CCITT

De LS 150 is een monofone compander, die over een bereik van 80 dB werkt met een nauwkeurigheid van +/-0,2 dB. De schakeling voldoet aan de in het "groen boekje" vastgelegde CCITT-specificaties (-14 dB_m over 600 Ω). De compander werkt twee-traps over het gehele frequentiebereik. De compander-karakteristiek verloopt lineair. Het IC heeft de mogelijkheid de expander-werking via een schakelaar uit te schakelen.



Figuur 14/3.2-5: De L 150 gebruikt als compressor.

Technische gegevens

- fabrikant: SGS-Thomson
- behuizing: DIL-14
- aansluitgegevens: figuur 14/3.2-6
- intern blokschema: figuur 14/3.2-7
- voedingsspanning: 24 V max.
- voedingsstroom: 8 mA max.
- ingangsimpedantie: 100 kΩ
- versterking: +/-1 dB typisch
- afwijking versterking: +/-0,2 dB max.
- bandbreedte: 500 kHz typisch
- vervorming: 0,7 % typisch
- uitgangsimpedantie: 60 Ω max.
- uitgangsruis: 100 dB_m max.
- nauwkeurigheid:
  +/-0,1 dB max. (60 dB)
  +/-0,2 dB max. (80 dB)
- compander-karakteristiek: figuur 14/3.2-8

3.2 Type-beschrijving

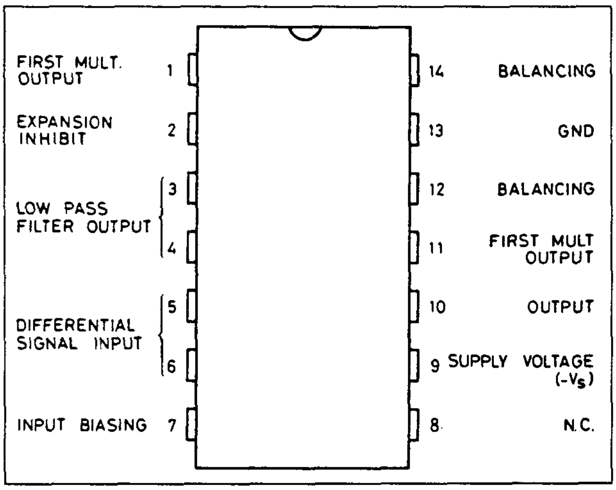
Voorbeeld-schakelingen

- figuur 14/3.2-9:

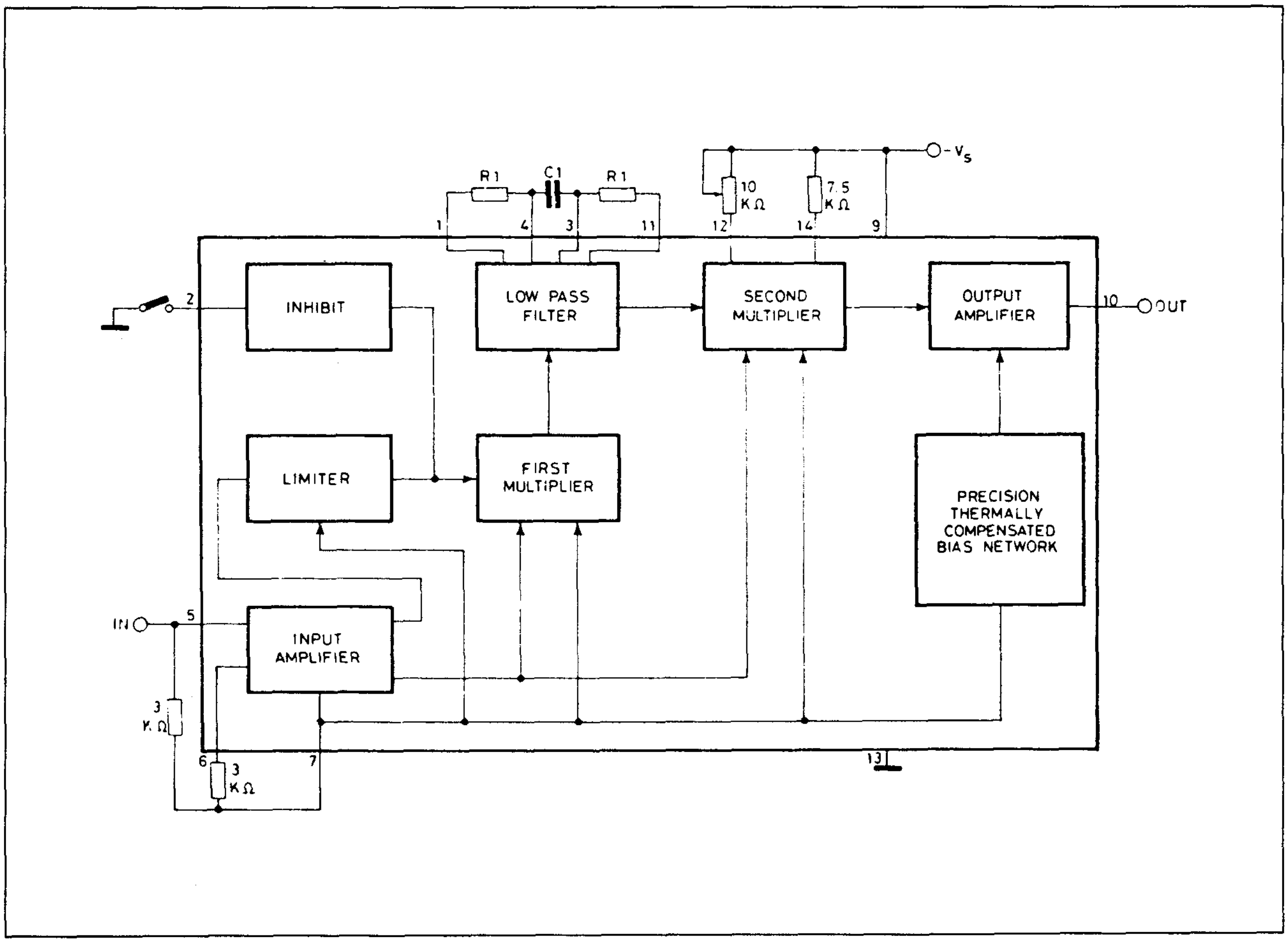
Standaard-schakeling rond de LS 150, gebruikt als expander met een dynamisch bereik van 80 dB. Met de schakelaar aan pen 2 kan men de expanderende werking uitschakelen. Als deze schakelaar geopend is werkt het IC als compander, met gesloten schakelaar als lineaire versterker met een versterking van 0 dB.

- figuur 14/3.2-10:

De LS 150 gebruikt als compressor. De operationele versterker LS 148 wordt in de tegenkoppeling van de LS 150 opgenomen.

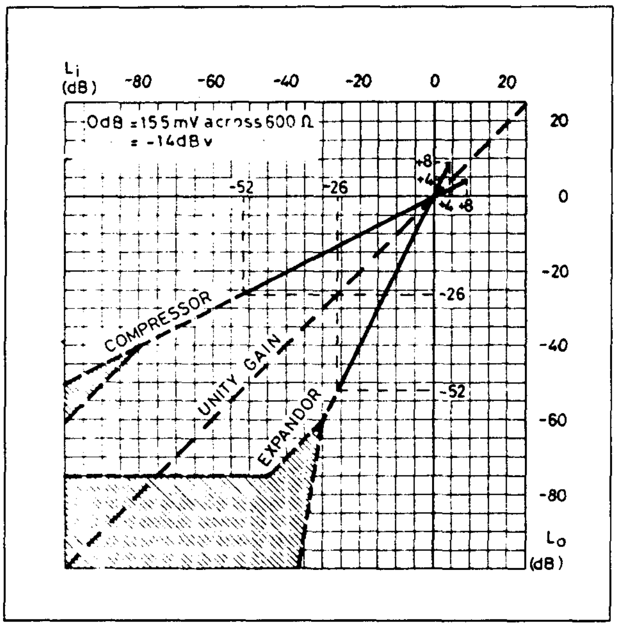


Figuur 14/3.2-6: Aansluitgegevens van de LS 150.

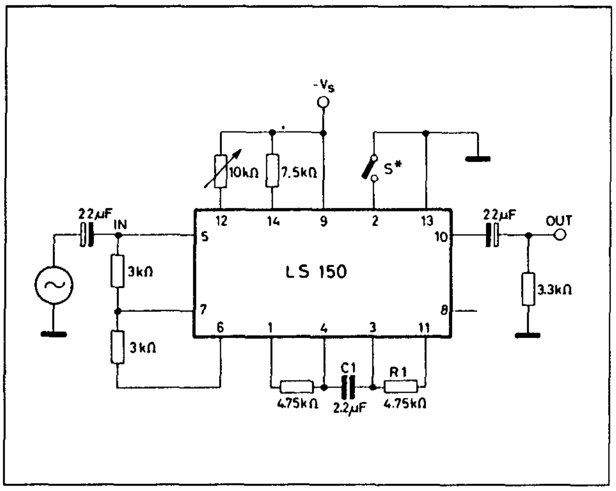


Figuur 14/3.2-7: Intern blokschema van de LS 150.

3.2 Type-beschrijving



Figuur 14/3.2-8: De compander-karakteristiek van de LS 150.

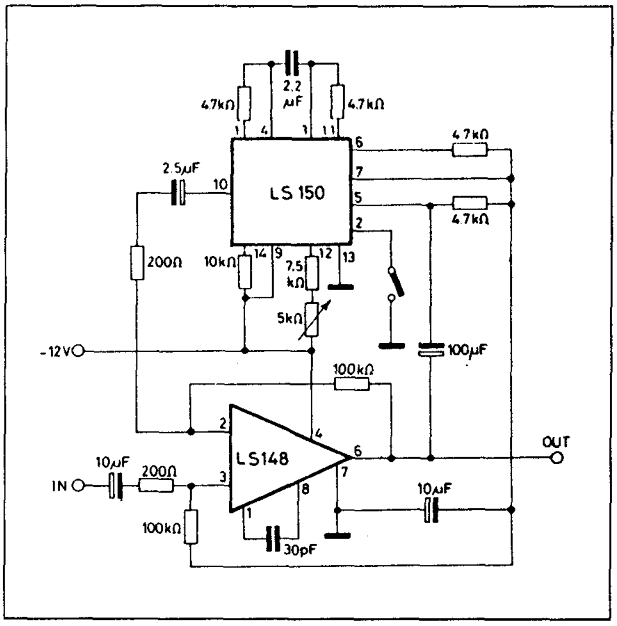


Figuur 14/3.2-9: De LS 150 gebruikt als expander.

U 401BR

enkel, 60 dB, HighCom

De U 401BR is een door Telefunken ontwikkeld IC dat werkt volgens de eigen HighCom-standaard. Dit IC werd door Telefunken echter alleen geleverd aan gelicenceerde afnemers en verder zélf aangeboden onder de vorm van een modulaire schakeling. Vandaar dat er weinig gegevens over deze schakeling bekend zijn.



Figuur 14/3.2-10: De LS 150 gebruikt als compressor.

Technische gegevens

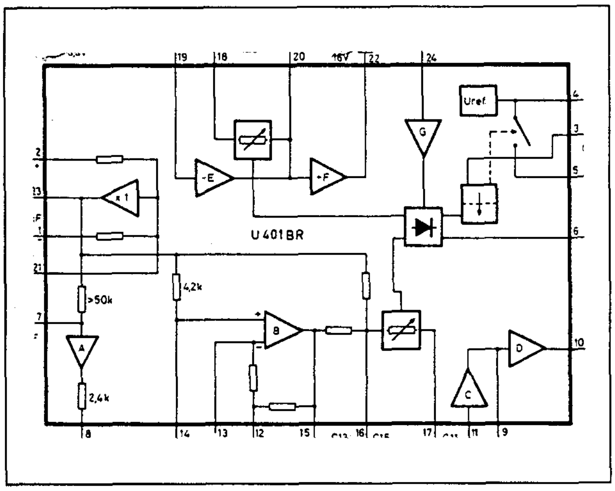
- fabrikant: Telefunken
- behuizing: DIL-24
- aansluitgegevens: figuur 14/3.2-11
- intern blokschema: figuur 14/3.2-11
- voedingsspanning: 20 V max.
- compander-karakteristiek: figuur 14/3.2-12

Voorbeeld-schakeling

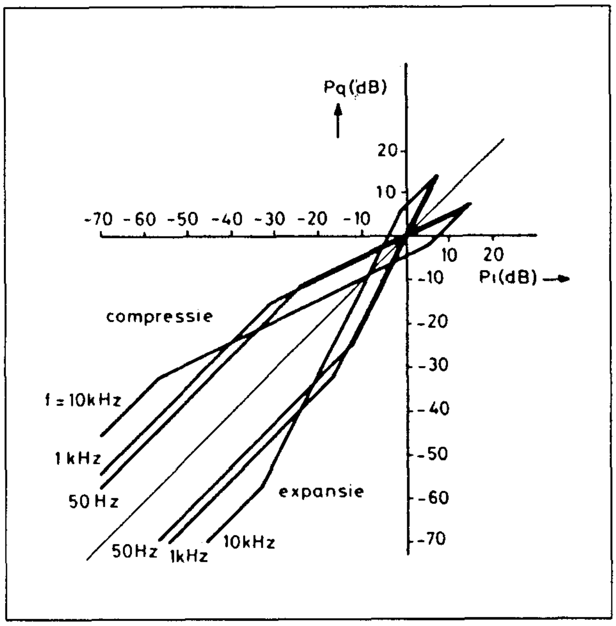
- figuur 14/3.2-13:

In figuur 14/3.2-13 is het schema getekend van het HighCom-module dat door Telefunken werd aangeboden. De voedingsspanning tussen +12 V en +20 V wordt aangelegd tussen de pennen 2 en 1. De voedingsspanning wordt intern door een operationele versterker gehalveerd en aangeboden aan pen 21, waar zij ontkoppeld wordt. De schakeling wekt ook een referentiespanning op die via pen 23 ontkoppeld moet worden.

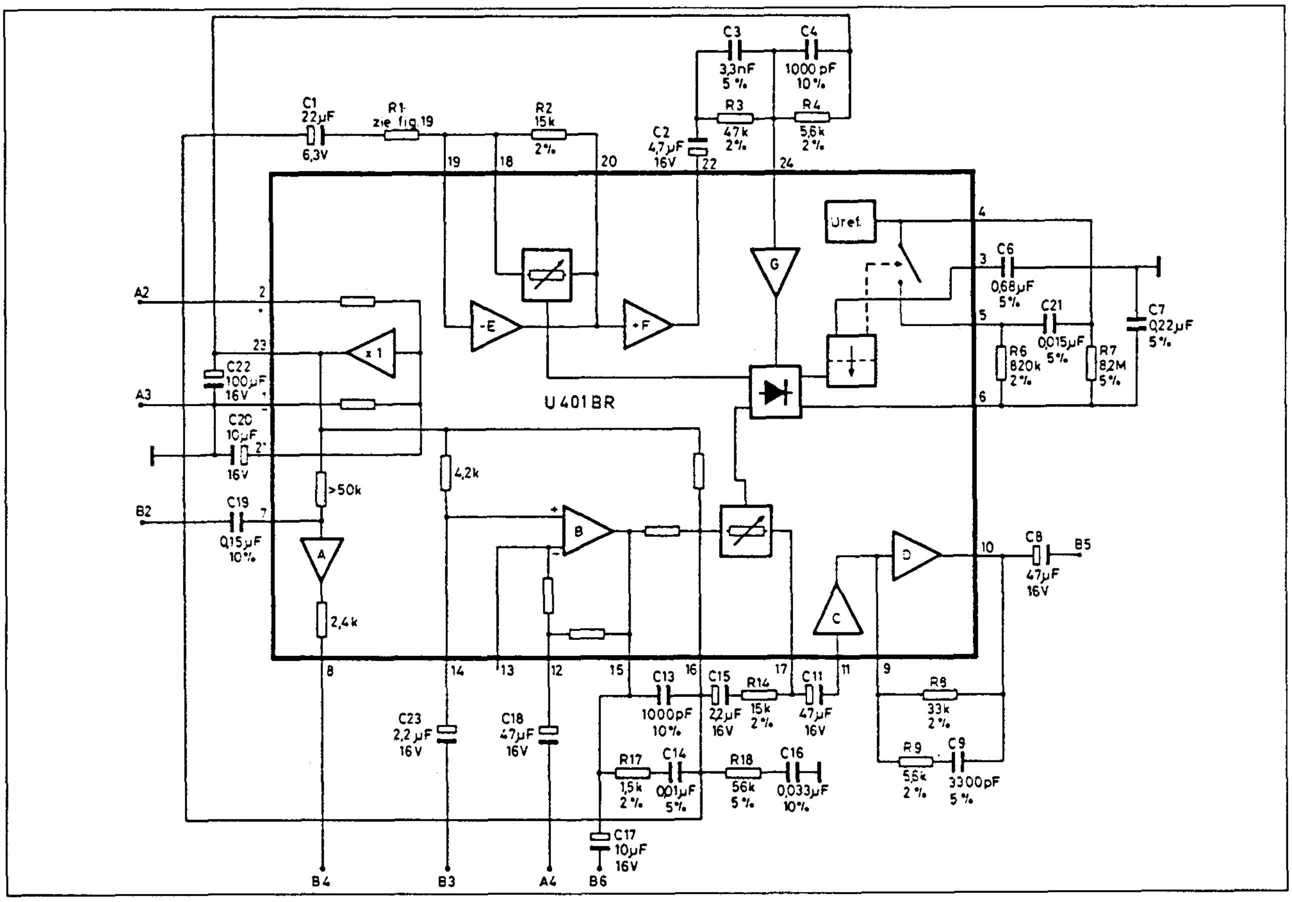
3.2 Type-beschrijving



Figuur 14/3.2-11: Aansluitgegevens en intern blokschema van de U 401BR van Telefunken.



Figuur 14/3.2-12: De compander-karakteristiek van de U 401BR.



Figuur 14/3.2-13: Praktisch schema van het HighCom-module van Telefunken.

3.2 Type-beschrijving

Op pen 4 staat een tweede interne referentiespanning die 6 V hoger is dan de spanning op pen 23. De ingangsversterker A heeft een spanningsversterking van ongeveer 30 dB en een ingangsimpedantie van 80 kΩ. De uitgang van deze versterker (pen 8) kan rechtstreeks doorverbonden worden met de ingang op pen 14 van de volgende versterker B. Het is evenwel ook mogelijk tussen deze pennen een filtertje te schakelen. De versterker B wordt door interne terugkoppeling op een spanningsversterking van 1 ingesteld. De uitgangsimpedantie is lager dan 10 Ω. De versterkers C en D zijn inverterende versterkers met een uitgangsimpedantie van ongeveer 10 Ω. Het netwerk tussen de pennen 15, 16 en 17 vormt de het laagdoorlaat filter dat noodzakelijk is voor het aanpassen van de karakteristieken van de compander. Tussen versterker B en versterker C staat de eerste spanningsafhankelijke verzwakker die gebruikt wordt in de compressie-weg van het signaal. Op de uitgang van versterker D kan het gecomprimeerde signaal afgetakt worden.

NE 570

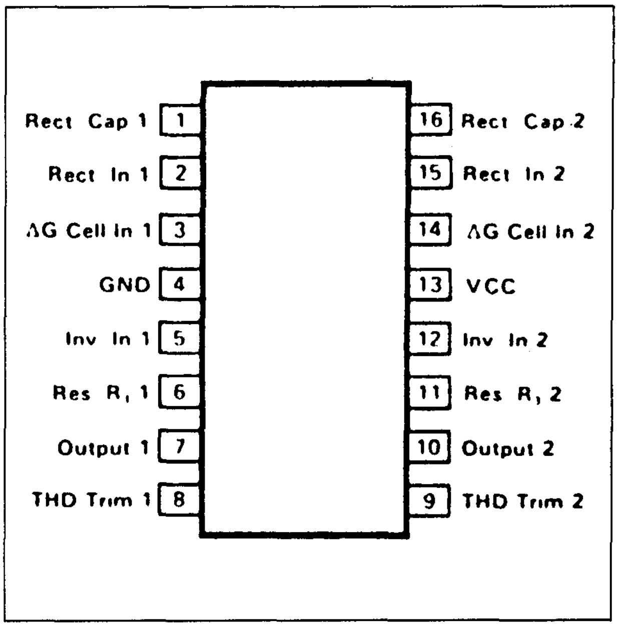
dubbel, 110 dB, universeel

De NE 570 van Signetics (Philips) is een universele compander, samengesteld uit:
- 2 x gelijkrichter;
- 2 x cel met regelbare verzwakking;
- 2 x bufferversterker;
- de noodzakelijke bias-schakelingen.

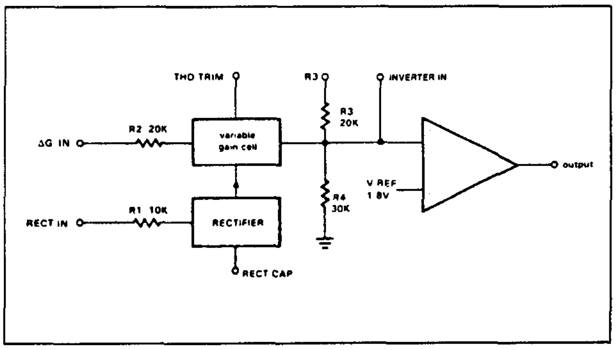
De drie basisblokken per kanaal kunnen extern geschakeld worden als compressor of als expander.

Technische gegevens

- fabrikant: Philips-Signetics
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 14/3.2-14
- intern blokschema: figuur 14/3.2-15
- voedingsspanning:
  minimaal 6 V
  maximaal 24 V
- voedingsstroom: 4,8 mA max.
- uitgangsstroom: +/-20 mA min.
- uitgangsoffset: +/-50 mV max.
- slew rate uitgang: 0,5 V/μs
- uitgangsruis: 45 μV max.
- vervorming:
  onafgeregeld: 1,0 % max.
  afgeregeld: 0,05 % typisch
- versterking: +/-1 dB typisch
- afwijking versterking: +/-0,2 dB max.
- kanaalscheiding: 60 dB typisch
- interne referentie: 1,8 V typisch

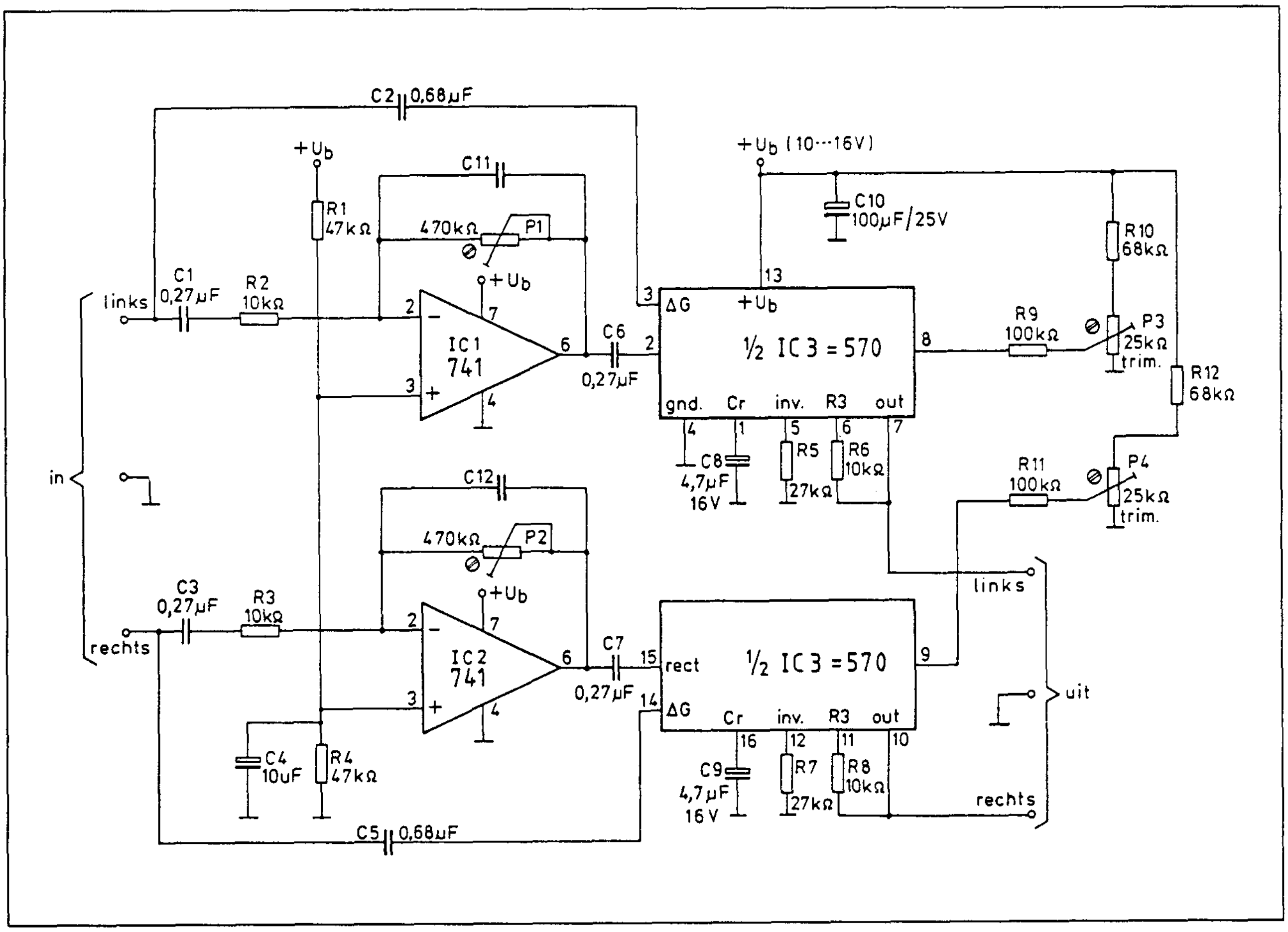


Figuur 14/3.2-14: Aansluitgegevens van de NE 570.



Figuur 14/3.2-15: Intern blokschema van de NE 570.

3.2 Type-beschrijving



Figuur 14/3.2-16: In dit schema wordt de LM 570 gebruikt als expander die het dynamisch bereik van 60 dB aan de ingang oppept tot 120 dB.

Voorbeeld-schakelingen

– figuur 14/3.2-16:

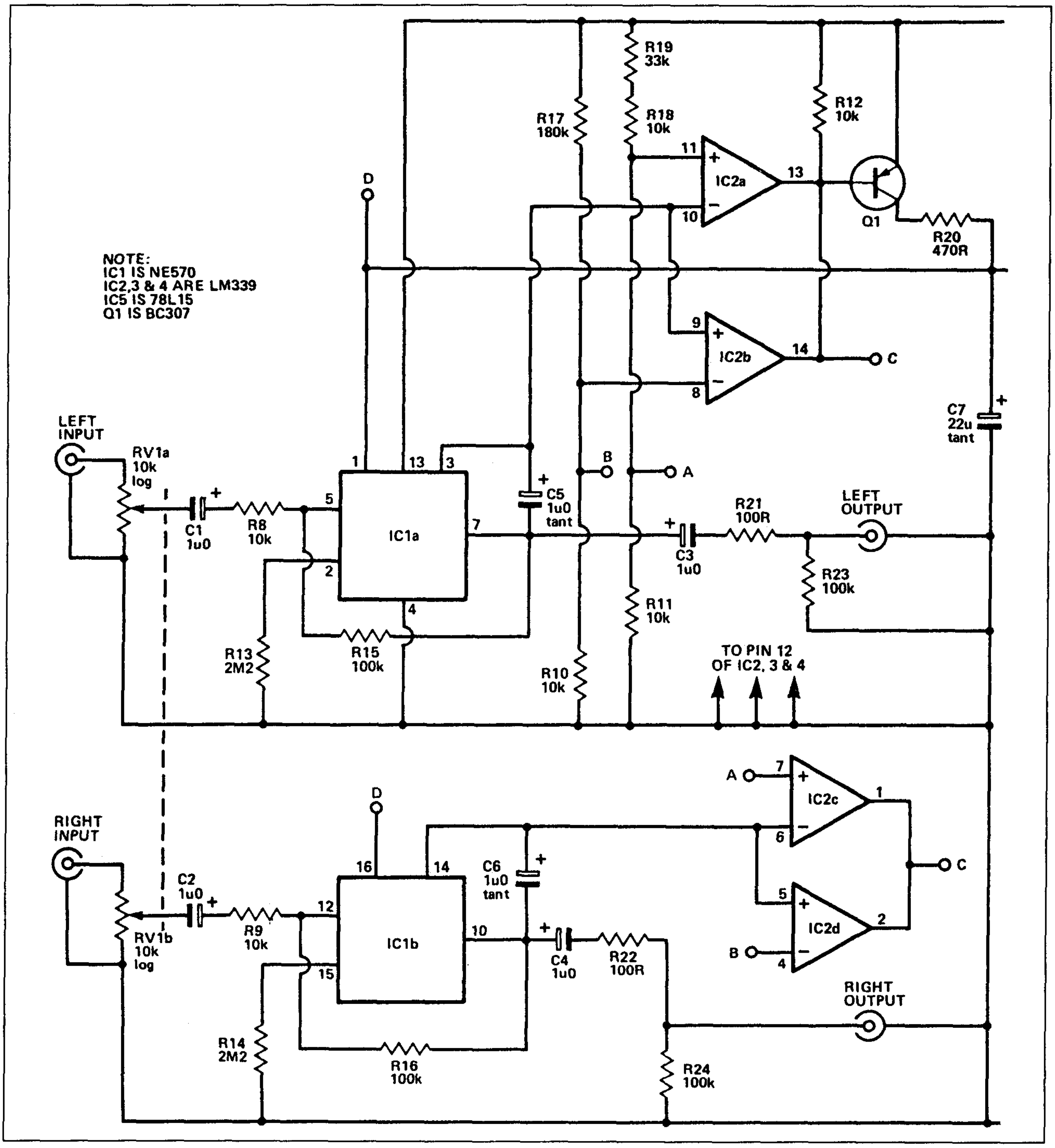
Schakeling van een stereo-expander met een dynamisch bereik van 110 dB, bruikbaar voor muziekinstallaties in discotheken etc. De schakeling wordt gevoed met een spanning van 12 V en verbruikt ongeveer 6 mA. De twee operationele versterkers zorgen voor een extra versterking van het signaal dat aan de interne gelijkrichters van de LM 570 wordt aangeboden. De weerstanden R5 tot en met R8 worden gebruikt voor het opvoeren van de versterking van de buffertrappen in de LM 570. De eigen ruis van de schakeling bedraagt slechts 10 µV. Met de twee instelpotentiometers P3 en P4 kan de totale harmonische vervorming worden afgeregeld op ongeveer 0,5 %.

– figuur 14/3.2-17:

Praktisch schema van een stereo-compressor met een begrenzingsbereik van 25 dB en een signaal/ruis-verhouding van 76 dB. De aanspreektijd bedraagt 10 ms, de afvaltijd 100 ms.

De standaard versterking wordt door de weerstanden R8/R15 en R9/R16 ingesteld op 20 dB. De condensatoren C5 en C6 schakelen de cel met regelbare verzwakking parallel aan de terugkoppelweerstanden. De schakeling rond IC2 vormt een vensterdiscriminator, die de condensator C7 oplaadt tot een gelijkspanning die een maat is voor de mate van compressie die door de LM 570 wordt veroorzaakt. De spanning over C7 kan gebruikt worden voor het sturen van een meetinstrument.

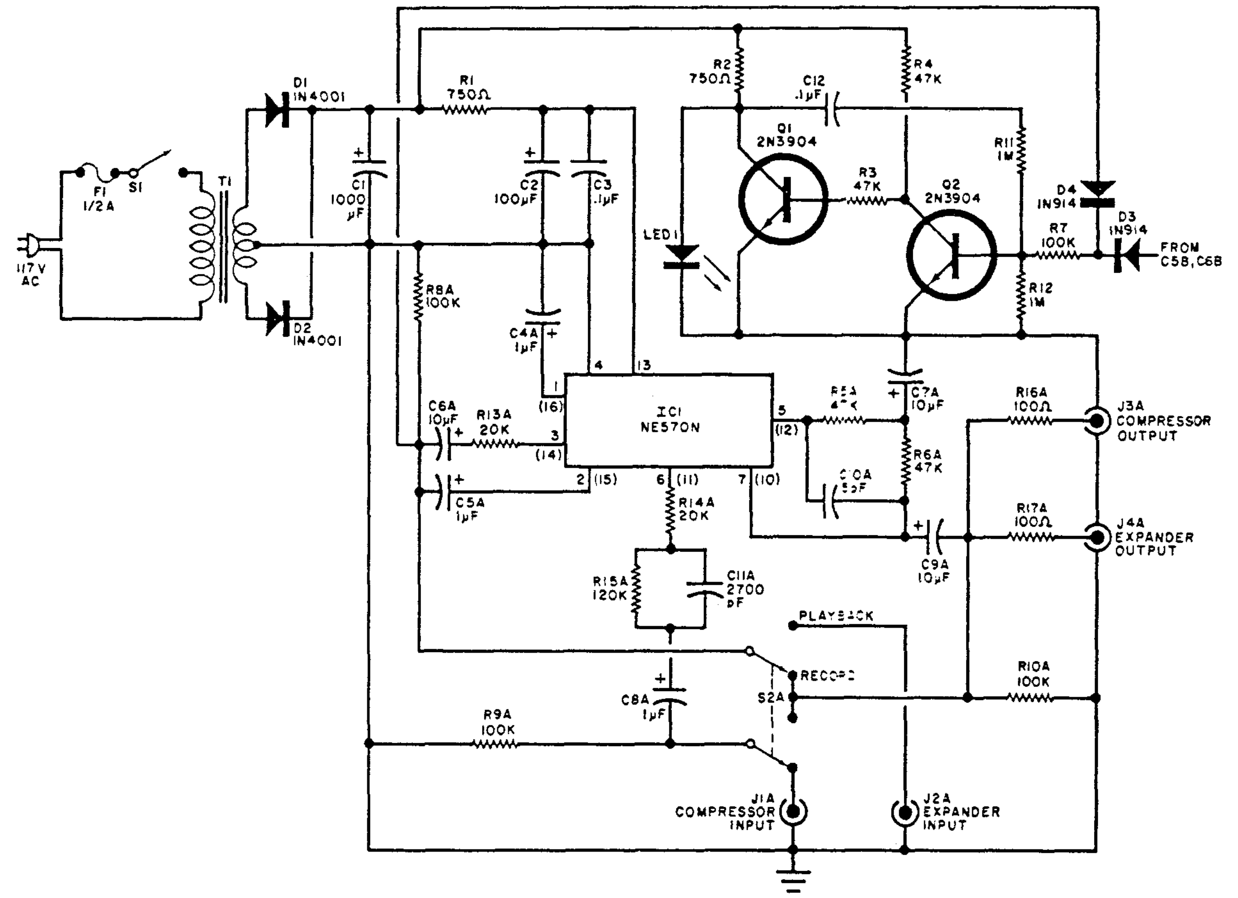
3.2 Type-beschrijving



Figuur 14/3.2-17: Stereo-compressor met een NE 570.

– figuur 14/3.2-18:
Schema van een compander, die gebruikt kan worden bij het zélf opnemen van bandjes met een kassetterecorder. Door middel van de tweepolige omschakelaar S2 kan men omschakelen tussen opnemen en weergeven. Het schema is monofoon, omdat de twee secties van de NE 570 afzonderlijk worden gebruikt als compressor en expander. De LED D1 gaat branden als de NE 570 gaat begrenzen.

3.2 Type-beschrijving



Figuur 14/3.2-18: Voorbeeld van een monofone compander met de NE 570 als basis.

Vandaar dat de ingang van deze schakeling via de diode D3 ook gestuurd moet worden met het signaal op het knooppunt van de condensatoren C5 en C6 van het tweede kanaal.

NE 571

dubbel, 110 dB, universeel

De NE 571 van Signetics (Philips) is een universele compander, samengesteld uit:

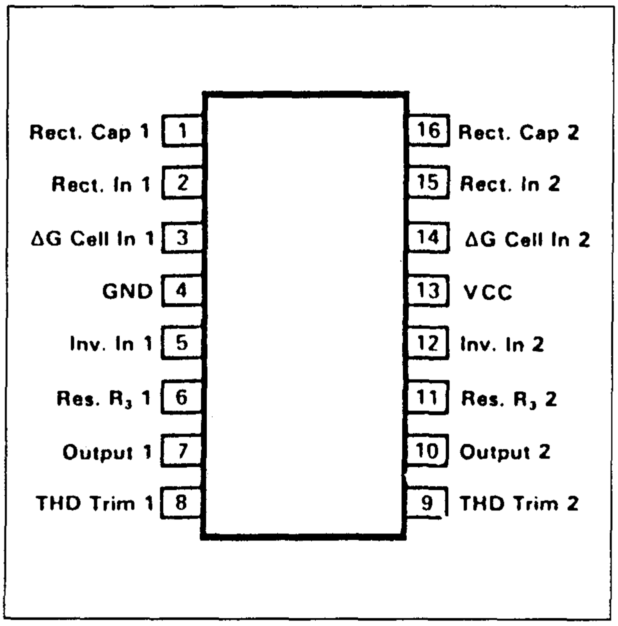
- 2 x gelijkrichter;
- 2 x cel met regelbare verzwakking;
- 2 x bufferversterker;
- de noodzakelijke bias-schakelingen.

De drie basisblokken per kanaal kunnen extern geschakeld worden als compressor of als expander.

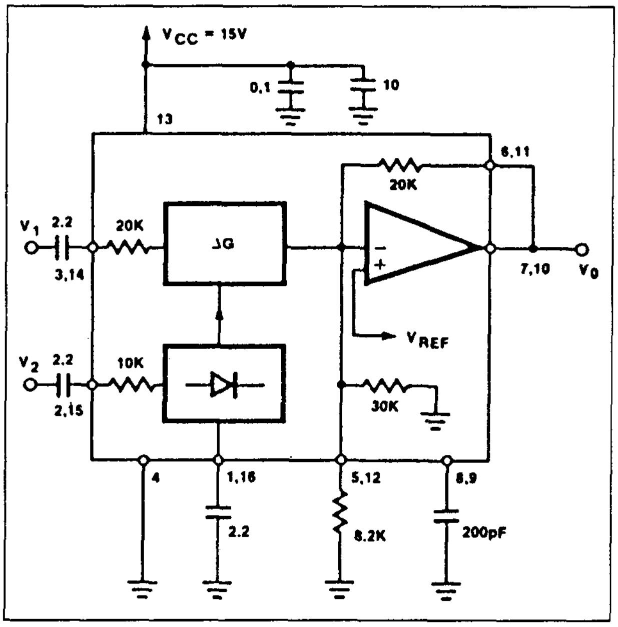
Technische gegevens

- fabrikant: Philips-Signetics
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 14/3.2-19
- intern blokschema: figuur 14/3.2-20
- voedingsspanning:
  minimaal 6 V
  maximaal 18 V
- voedingsstroom: 4,8 mA max.
- uitgangsstroom: +/-20 mA min.
- uitgangsoffset: +/-100 mV max.
- slew rate uitgang: 0,5 V/µs
- uitgangsruis: 60 µV max.
- vervorming:
  onafgeregeld: 2,0 % max.
  afgeregeld: 0,1 % typisch
- versterking: +/-1,5 dB typisch
- afwijking versterking: +/-0,4 dB max.

3.2 Type-beschrijving



Figuur 14/3.2-19: Aansluitgegevens van de NE 571.



Figuur 14/3.2-20: Intern blokschema van de NE 571.

- kanaalscheiding: 60 dB typisch
- interne referentie: 1,8 V typisch

Voorbeeld-schakeling

- figuur 14/3.2-21:

In dit schema wordt de NE 571 gebruikt als spanningsgestuurde versterker (VCA). De schakeling wordt gestuurd met een gelijkspanning van 0 V tot 10 V en heeft een regelkarakteristiek van -6 dB/V. De operationele versterker A2 vormt samen met de transistoren Q1 en Q2 een spanning naar stroom omzetter, die de stuurspanning omzet in een stuurstroom voor de cel met regelbare verzwakking in de NE 571. De condensator C6 werkt als een vertrager op de regelkarakteristiek en geeft een vertraging van 20 ms. R19 wordt afgeregeld op een totale versterking van 0 dB bij een stuurspanning van 0 V. R9 wordt afgeregeld op minimale vervorming bij een stuursignaal van 1 V en een ingangssignaal van +10 dB_m. R8 wordt afgeregeld op minimale offset op de uitgang bij een stuursignaal van 10 V.

SA 571

dubbel, 110 dB, universeel

De SA 571 van Signetics (Philips) is een universele compander, samengesteld uit:

- 2 x gelijkrichter;
- 2 x cel met regelbare verzwakking;
- 2 x bufferversterker;
- de noodzakelijke bias-schakelingen.

De drie basisblokken per kanaal kunnen extern geschakeld worden als compressor of als expander.

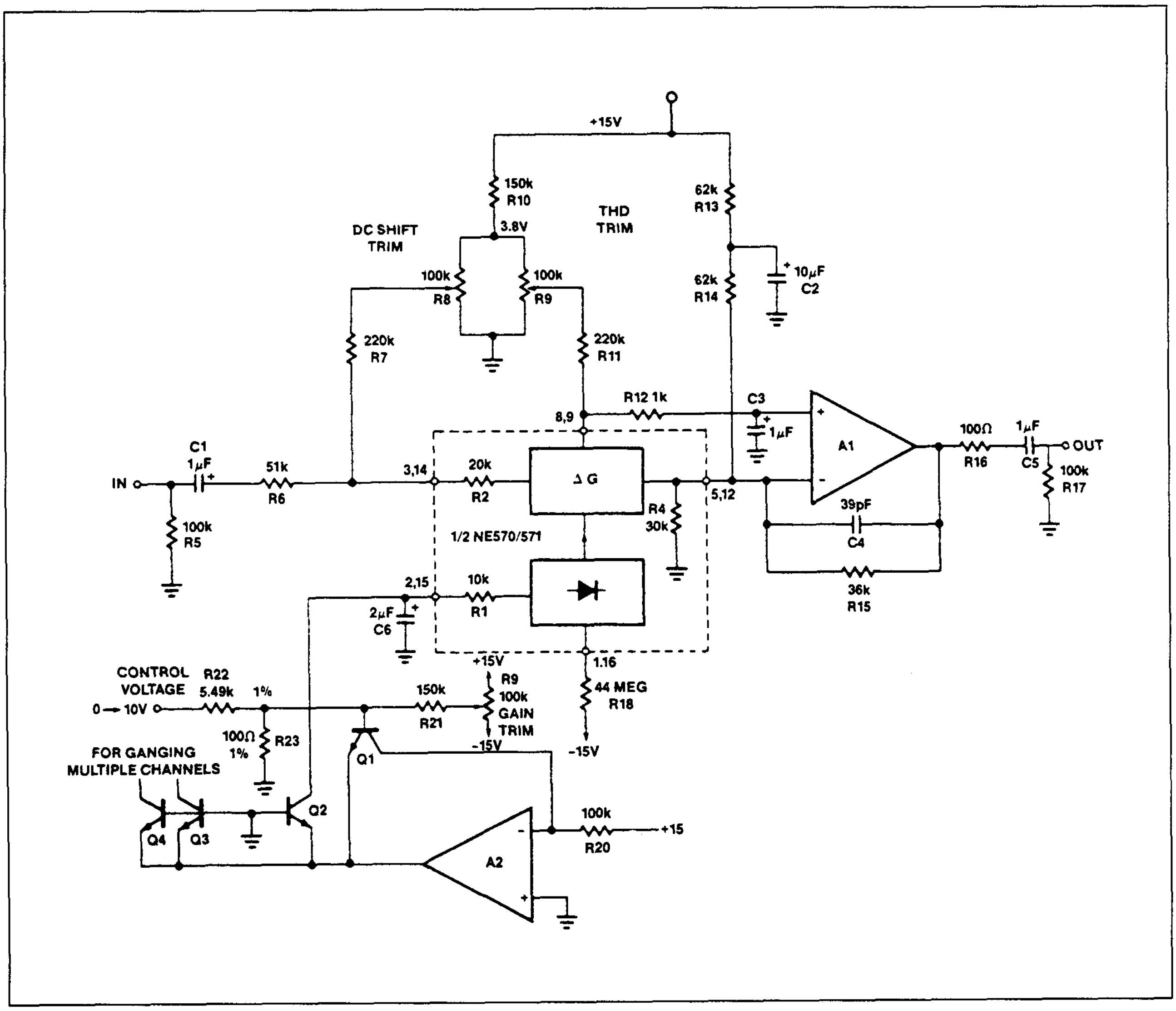
De schakeling is volledig identiek aan de NE 571, op het temperatuurbereik na. Voor de NE 571 gaat dit van 0 °C tot +70 °C, bij de SA 571 kan men werken tussen -40 °C en +85 °C.

Technische gegevens

- fabrikant: Philips-Signetics
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 14/3.2-14
- intern blokschema: figuur 14/3.2-15

Voor de overige gegevens en de voorbeeldschakeling wordt verwezen naar de bespreking van de NE 571.

3.2 Type-beschrijving



Figuur 14/3.2-21: Een spanningsgestuurde versterker met een regelbereik van 60 dB en een stuursignaal van 0V tot 10 V.

NE 572

dubbel, 110 dB, universeel

De NE 572 van Signetics (Philips) is een universeel bruikbare compander, samengesteld uit:

- 2 x gelijkrichter;
- 2 x cel met regelbare verzwakking;
- 2 x "dynamic time" buffer;
- de noodzakelijke bias-schakelingen.

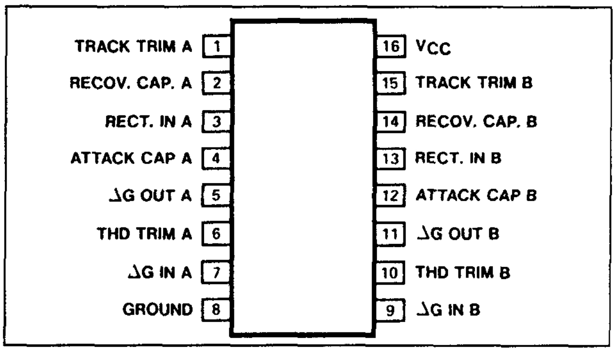
De drie basisblokken per kanaal kunnen extern geschakeld worden als compressor of als expander.

Doordat de cellen met regelbare verzwakking niet worden afgesloten met een interne buffer, levert de NE 572 een ***uitgangsstroom*** in plaats van een uitgangsspanning. In de meeste gevallen zal men dus nog een externe stroom naar spanning omzetter moeten toevoegen. De "dynamic time" buffer is intern geschakeld tussen de gelijkrichter en de cel met regelbare verzwakking en is intern zo geschakeld dat de aanspreek- en afvaltijden individueel in te stellen zijn door niets meer dan twee externe condensatoren.

3.2 Type-beschrijving

Technische gegevens

- fabrikant: Philips-Signetics
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 14/3.2-22
- intern blokschema: figuur 14/3.2-23
- compander-karakteristiek:
  figuur 14/3.2-24
- voedingsspanning:
  minimaal 6 V
  maximaal 22 V
- voedingsstroom: 6 mA max.
- uitgangsoffset: +/-50 mV max.
- uitgangsruis: 25 μV max.
- vervorming:
  onafgeregeld: 1,0 % max.
  afgeregeld: 0,25 % typisch
- versterking: +/-1 dB
- afwijking versterking: -1,5/+0,8 dB max.
- kanaalscheiding: 60 dB typisch
- interne referentie: 2,5 V typisch



Figuur 14/3.2-22: Aansluitgegevens van de NE 572.

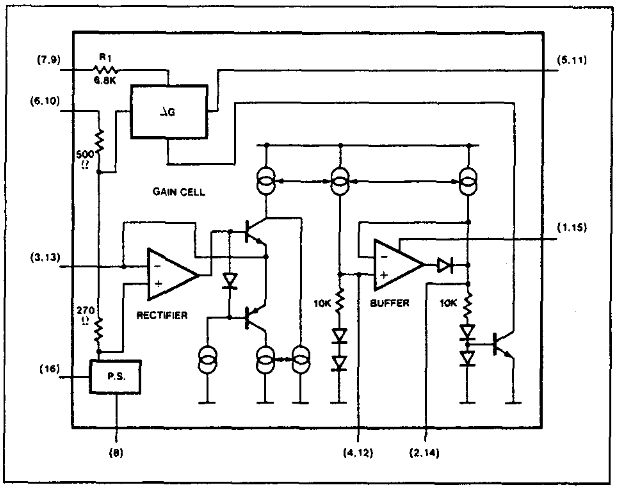
Voorbeeld-schakelingen

- figuur 14/3.2-25:

Basis-schema rond de NE 572 als expander. De weerstanden R1, R2 en R3 bepalen de versterking van de schakeling. De buffer A1 is noodzakelijk om via R2 stroom naar de interne gelijkrichter te sturen. De uitgangsstroom van de cel met regelbare verzwakking wordt door de operationele versterker A2 omgezet in een uitgangsspanning. A2 moet een operationele versterker met zeer lage eigen ruis zijn. De versterker wordt ingesteld door de interne referentiespanning op pennen 6 en 10 van de NE 572. De condensator C_A bepaalt de aanspreektijd van de expander, de condensator C_R de afvaltijd.

- figuur 14/3.2-26:

Basis-schema van een compressor rond de NE 572. De NE 572 wordt nu geschakeld in de terugkoppellus van de operationele versterker A1. De versterking van de schakeling wordt bepaald door de weerstanden R1, R2 en R3. De twee zenerdioden D1 en D2 worden gebruikt om de schakeling te beschermen tegen zware oversturing.

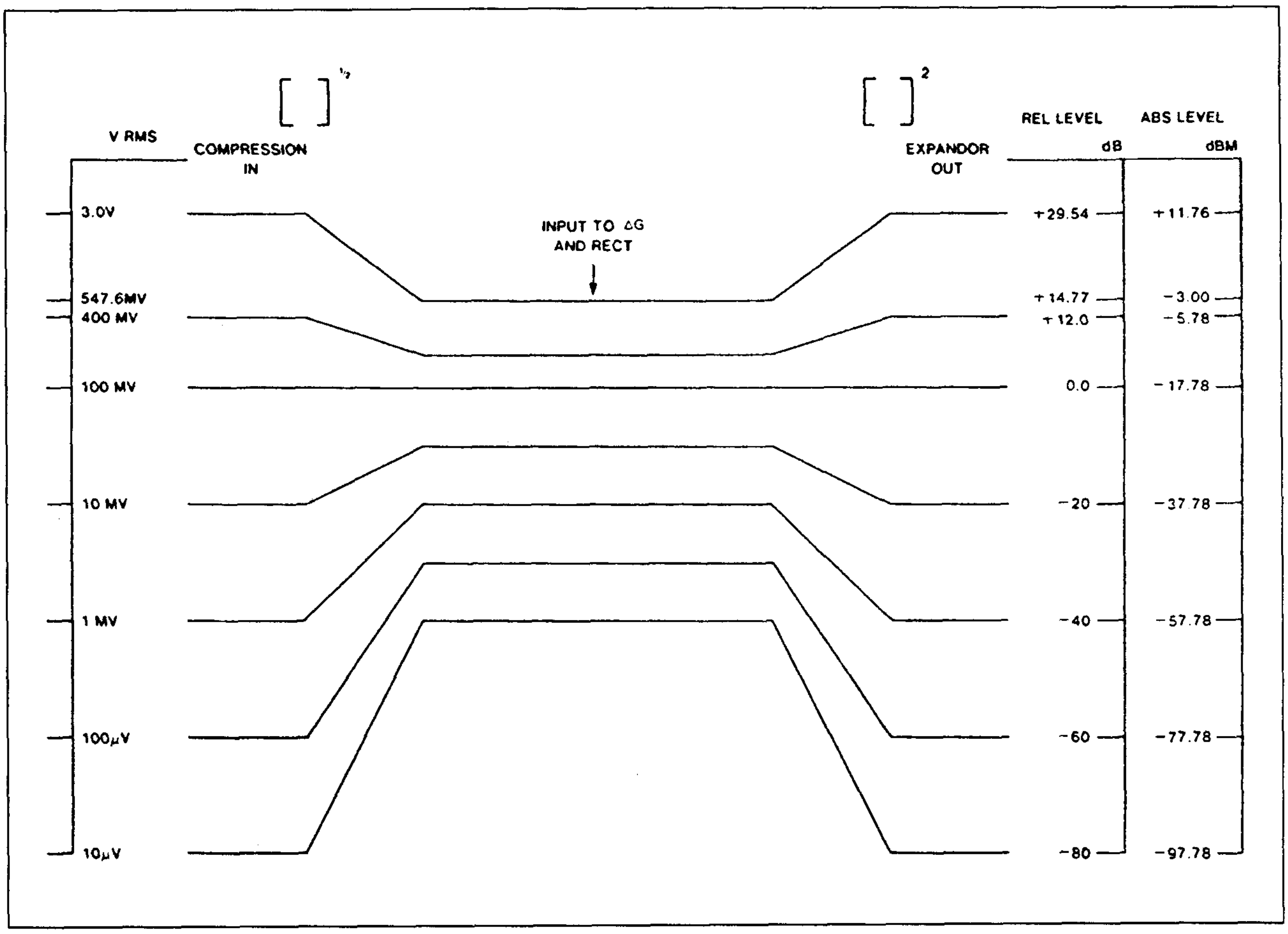


Figuur 14/3.2-23: Intern blokschema van de NE 572.

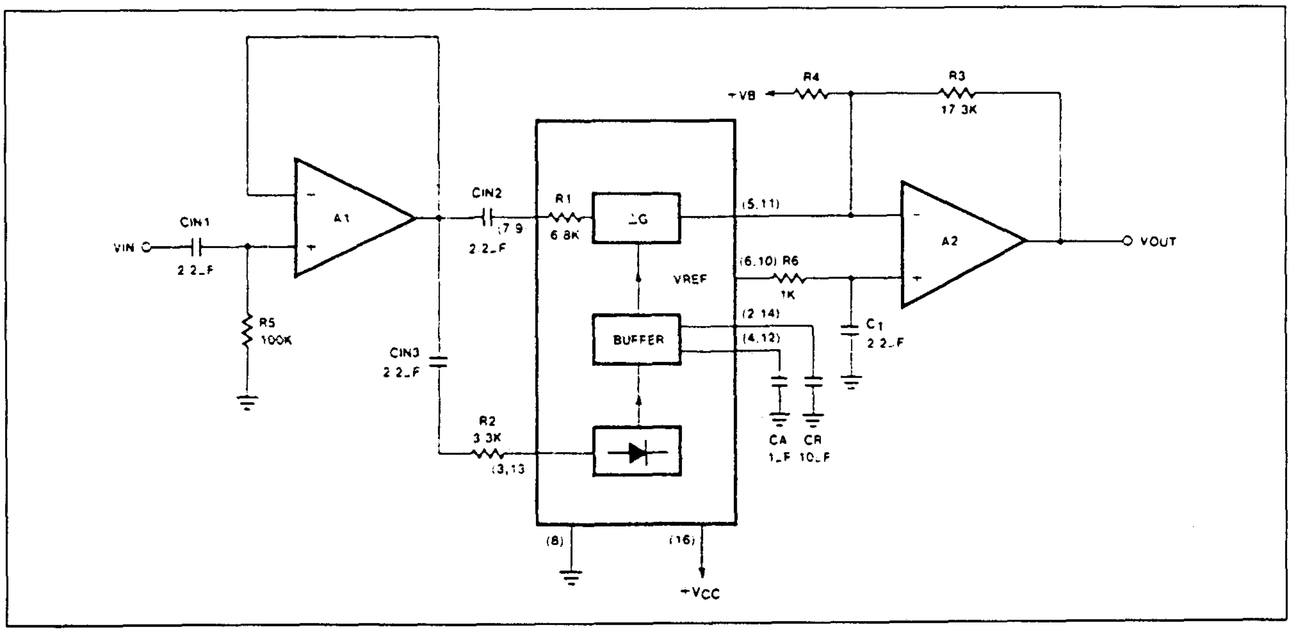
- figuur 14/3.2-27:

Stereo-compressor met een NE 572. Het linker en rechter ingangssignaal worden met elkaar gemengd door de operationele versterker A1. Het uitgangssignaal van deze versterker stuurt de beide gelijkrichters van de NE 572. Met behulp van de instelpotentiometer P1 kan men de balans tussen beide kanalen afregelen. De operationele versterkers A5 en A6 zijn de eigenlijke compressors. De twee cellen met regelbare verzwakking worden in de terugkoppeling van deze versterkers opgenomen. De twee operationele versterkers A2 en A1 zetten de uitgangsstroom om in een uitgangsspanning.

3.2 Type-beschrijving

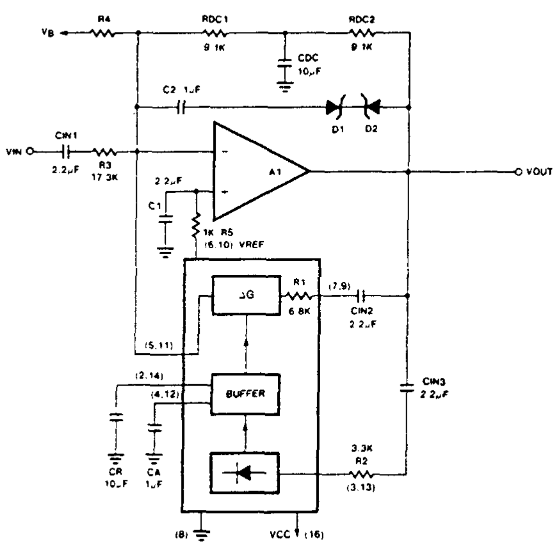


Figuur 14/3.2-24: Compander-karakteristiek van de NE 572.



Figuur 14/3.2-25: Het basis-schema van een expander rond de NE 572.

3.2 Type-beschrijving



Figuur 14/3.2-26: Basis-schema van de NE 572 als compressor.

SA 572

dubbel, 110 dB, universeel

De SA 572 van Signetics (Philips) is een universele compander, samengesteld uit:
- 2 x gelijkrichter;
- 2 x cel met regelbare verzwakking;
- 2 x "dynamic time" buffer;
- de noodzakelijke bias-schakelingen.

De drie basisblokken per kanaal kunnen extern geschakeld worden als compressor of als expander. Doordat de cellen met regelbare verzwakking niet worden afgesloten met een interne buffer, levert de SA 572 een ***uitgangsstroom*** in plaats van een uitgangsspanning. In de meeste gevallen zal men dus nog een externe stroom naar spanning omzetter moeten toevoegen.
De "dynamic time" buffer is intern geschakeld tussen de gelijkrichter en de cel met regelbare verzwakking en is zo geschakeld dat de aanspreek- en afvaltijden individueel in te stellen zijn door niets meer dan twee externe condensatoren.

Technische gegevens
- fabrikant: Philips-Signetics
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 14/3.2-22
- intern blokschema: figuur 14/3.2-23
- compander-karakteristiek: figuur 14/3.2-24
- voedingsspanning:
  minimaal 6 V
  maximaal 22 V
- voedingsstroom: 6,3 mA max.
- uitgangsoffset: +/-50 mV max.
- uitgangsruis: 25 μV max.
- vervorming:
  onafgeregeld: 1,0 % max.
  afgeregeld: 0,25 % typisch
- versterking: +/-1,5 dB typisch
- afwijking versterking: -2,5/+1,6 dB max.
- kanaalscheiding: 60 dB typisch
- interne referentie: 2,5 V typisch

Voor de voorbeeld-schakelingen wordt verwezen naar de NE 572.

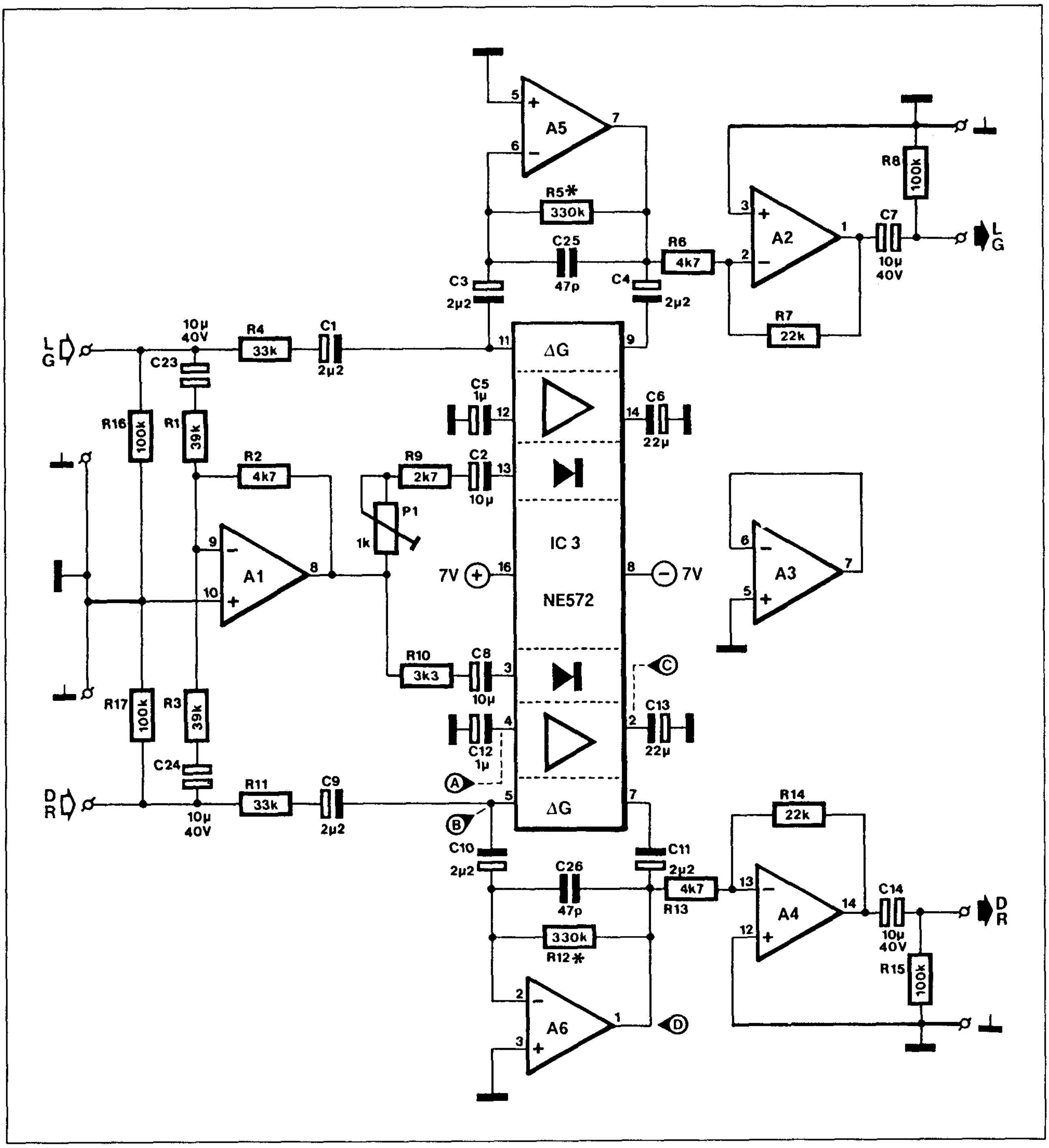
NE 575

dubbel, 120 dB, universeel

De NE 575 van Philips is een universele compander, samengesteld uit:
- 2 x gelijkrichter;
- 2 x cel met regelbare verzwakking;
- 2 x sommeerversterker;
- 2 x bufferversterker;
- de noodzakelijke bias-schakelingen.

De vier basisblokken van één kanaal kunnen extern alleen geschakeld worden als expander. De vier basisblokken van het tweede kanaal kunnen geschakeld worden als compressor, expander, of automatische level controller (ALC).
De NE 575 is speciaal ontwikkeld voor laagspanningstoepassingen, zoals batterijvoeding. De aanbevolen voedingsspanning bedraagt slechts +5 V.

3.2 Type-beschrijving



Figuur 14/3.2-27: Een stereo-compressor rond de NE 572.

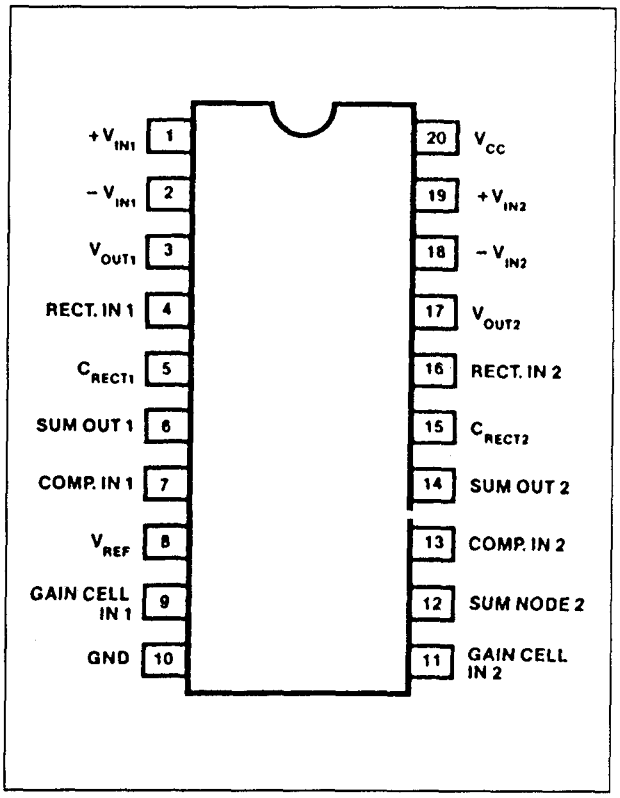
Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-20
- aansluitgegevens: figuur 14/3.2-28
- intern blokschema: figuur 14/3.2-29
- voedingsspanning:
  minimaal 3 V
  maximaal 7 V
- voedingsstroom: 5,5 mA max.
- gegevens compander:

3.2 Type-beschrijving

- uitgangsoffset: +/-100 mV max.
- uitgangsruis: 20 μV max.
- vervorming: 1,0 % max.
- versterking: +/-1 dB typisch
- afwijking versterking: +/-0,5 dB max.
- kanaalscheiding: 80 dB typisch

- gegevens op-amp:
  - uitgangsspanning: voeding -0,2 V
  - uitgangsimpedantie: 600 Ω
  - biasstroom: +/-0,3 μA
  - offsetspanning: +/-10 mV
  - open-lus versterking: 90 dB typisch
  - slew-rate: 1 V/μs
  - bandbreedte: 3 MHz
  - ingangsruis: 2,5 μV typisch



Figuur 14/3.2-28: Aansluitgegevens van de NE 575.

Voorbeeld-schakeling

- figuur 14/3.2-30:

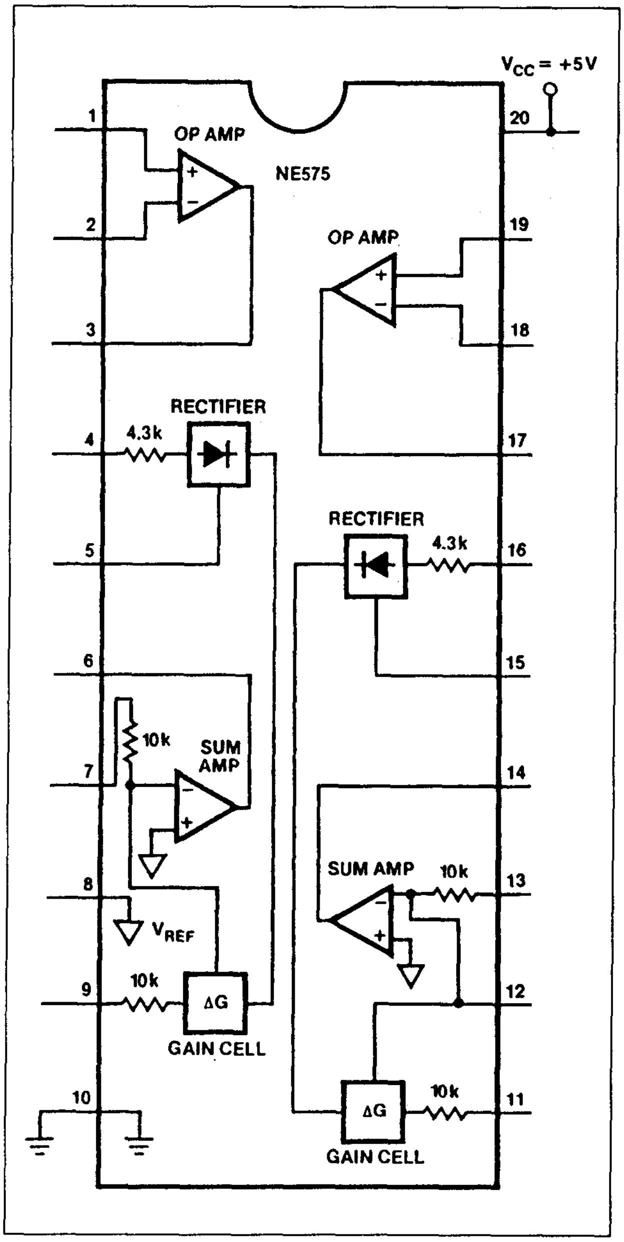
Basis-schema rond de NE 575. Het linker kanaal is geschakeld als expander, het rechter als compressor.

NE 576

dubbel, 80 dB, universeel

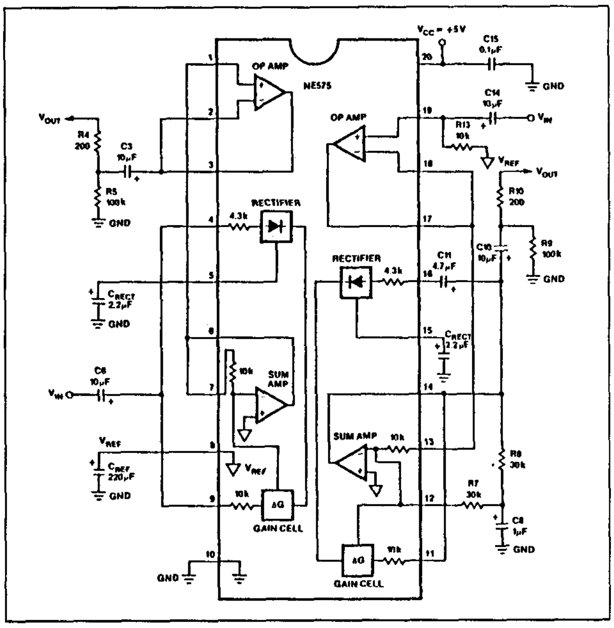
De NE 576 van Philips is een universele compander, samengesteld uit:

- 2 x gelijkrichter;
- 2 x cel met regelbare verzwakking;
- 2 x sommeerversterker;
- de noodzakelijke bias-schakelingen.



Figuur 14/3.2-29: Intern blokschema van de NE 575.

3.2 Type-beschrijving

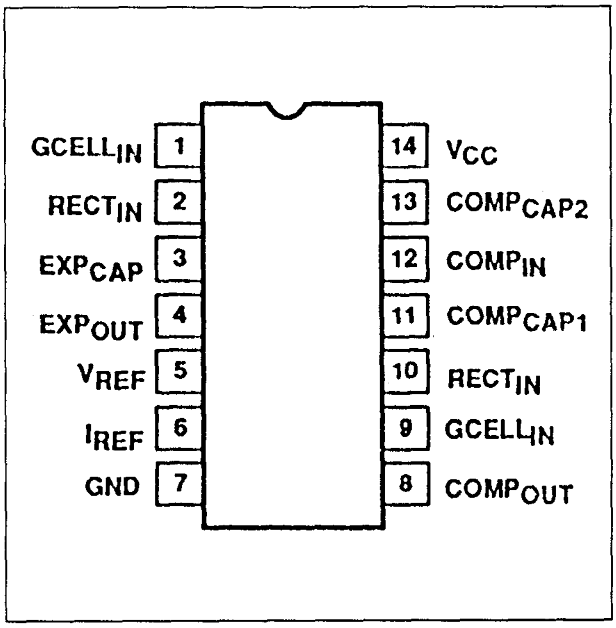


Figuur 14/3.2-30: Basis-schema rond de NE 575.

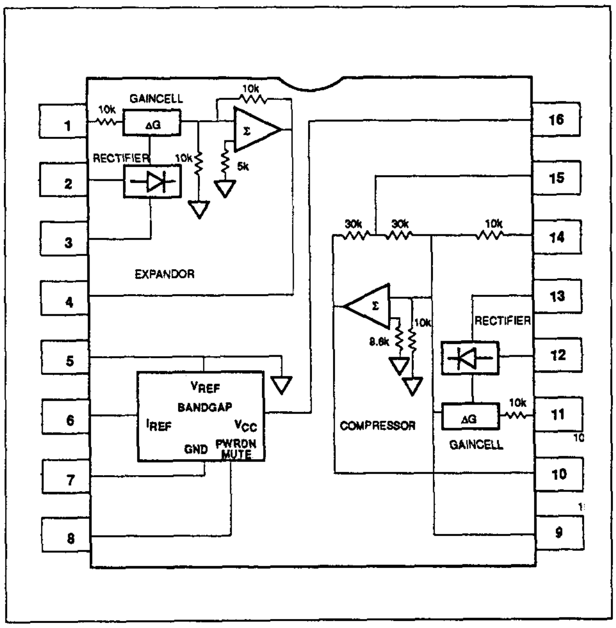
Om de externe schakeling tot een minimum te beperken is één kanaal intern geschakeld als compressor en het andere als expander. Met slechts 15 externe onderdelen kan men een volledige compander samenstellen.
De NE 576 is ontwikkeld voor laagspanningstoepassingen. De schakeling werkt nog goed bij een voedingsspanning van slechts 2 V!

Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 14/3.2-31
- intern blokschema: figuur 14/3.2-32
- voedingsspanning:
  minimaal 2 V
  maximaal 7 V
- voedingsstroom: 3 mA max.
- uitgangsoffset: +/-150 mV max.
- uitgangsruis: 30 μV max.
- vervorming:
  1,5 % max.
  0,25 % typisch
- versterking: +/-1,5 dB typisch
- afwijking versterking: +/-1 dB max.
- kanaalscheiding: 80 dB typisch
- interne referentie: 1,8 V typisch
- uitgangsimpedantie: 10 kΩ min.
- uitgangsspanningsbereik:
  0,2 V minimaal
  voeding - 0,2 V maximaal

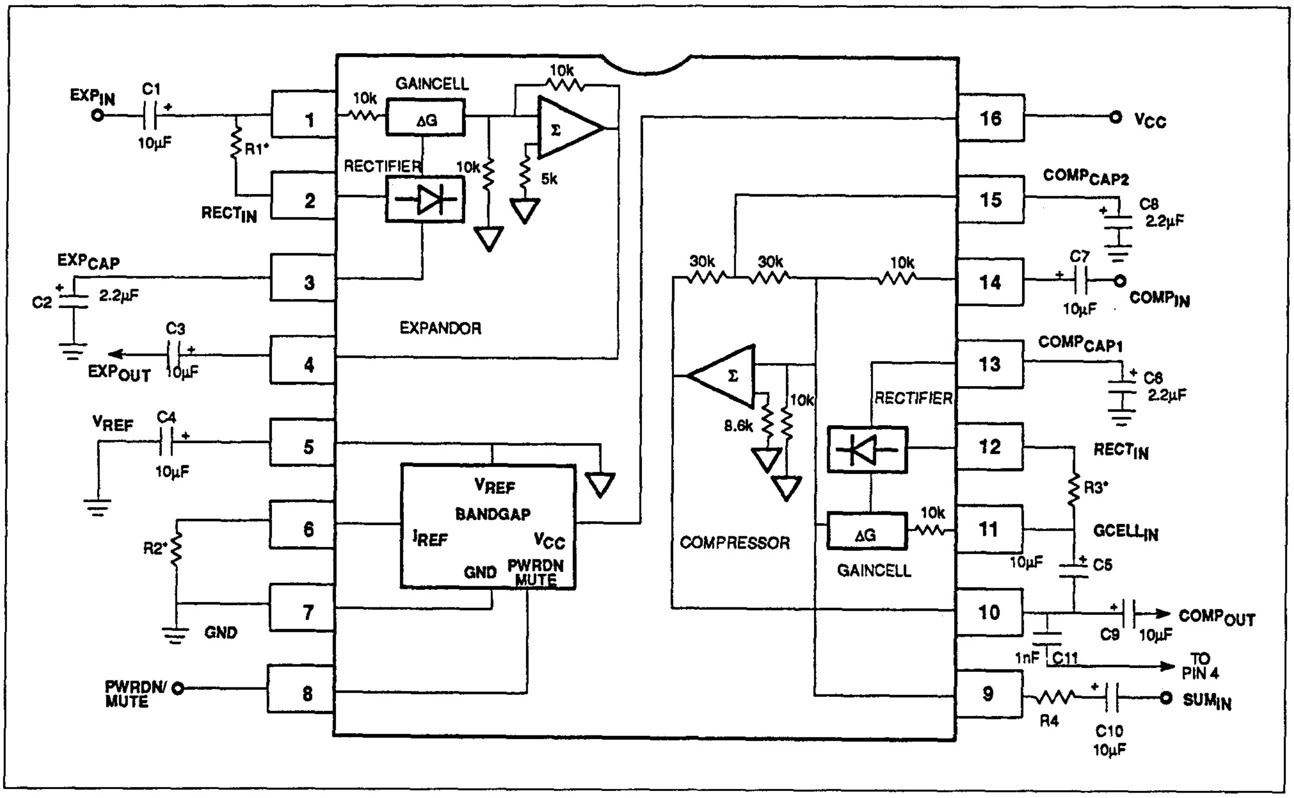


Figuur 14/3.2-31: Aansluitgegevens van de NE 576.



Figuur 14/3.2-32: Intern blokschema van de NE 576.

3.2 Type-beschrijving



Figuur 14/3.2-33: Basis-schema rond de NE 576.

Voorbeeld-schakeling

– figuur 14/3.2-33:

Basis-schema van een compander rond de NE 576, met links de expander en rechts de compressor.

SA 576

dubbel, 80 dB, universeel

De SA 576 van Philips is een universele compander, samengesteld uit:

- 2 x gelijkrichter;
- 2 x cel met regelbare verzwakking;
- 2 x sommeerversterker;
- de noodzakelijke bias-schakelingen.

Om de externe schakeling tot een minimum te beperken is één kanaal intern geschakeld als compressor en het andere als expander. Met slechts 15 externe onderdelen kan men een volledige compander samenstellen. De SA 576 is ontwikkeld voor laagspanningstoepassingen. De schakeling werkt nog goed bij een voedingsspanning van slechts 2 V!

De SA 576 is compatibel met de NE 576. Het enige verschil is het groter temperatuurbereik van -40 °C tot +85 °C.

Voor de technische gegevens en de voorbeeld-schakeling wordt dan ook verwezen naar de bespreking van de NE 576.

NE 645

enkel, Dolby B en C

De NE 645 van Philips is een eenkanaals compander volgens Dolby B en C, die niet in de vrije verkoop beschikbaar is, maar door Philips alleen geleverd wordt aan licentie-gemachtigden van Dolby Laboratories Licensing Corporation.

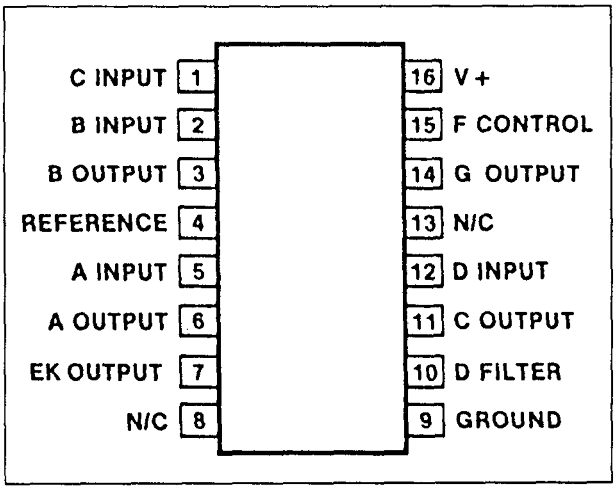
De eigenschappen van de voorbeeld-schakeling voldoen volledig aan de specificaties die door Dolby werden opgesteld en

3.2 Type-beschrijving

worden gegarandeerd bij een voedingsspanning van 12 V.

Technische gegevens
- fabrikant: Signetics (Philips)
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 14/3.2-34
- intern blokschema: figuur 14/3.2-35
- voedingsspanning:
  minimaal 8 V
  maximaal 20 V
- voedingsstroom: 27,5 mA max.
- spanningsversterkingen:
  pennen 5-3: 26 dB typisch
  pennen 3-7: 0 dB typisch
- vervorming (2de + 3de harmonischen):
  0,3 % max.
  0,05 % typisch
- signaal/ruis-verhouding:
  record mode: 72 dB typisch
  playback mode: 82 dB typisch
- frequentieweergave record mode:
  1,4 kHz, 0 dB: 0 dB
  1,4 kHz, -20 dB: -15,6 dB
  1,4 kHz, -30 dB: -22,5 dB
  5 kHz, 0 dB: +0,3 dB
  5 kHz, -20 dB: -16,8 dB
  5 kHz, -30 dB: -21,8 dB
  5 kHz, -40 dB: -29,7 dB
  20 kHz, 0 dB: +0,7 dB
  20 kHz, -20 dB: -17,3 dB
  20 kHz, -30 dB: -23,5 dB
- afwijking bij playback:
  schakeltechnisch: +/-1 dB max.
  temperatuur: +/-0,4 dB max.
  voedingsspanning: +/-0,4 dB/V max.
- ingangs-impedanties:
  pen 5: 50 kΩ typisch
  pen 2: 4,2 kΩ typisch
- uitgangs-impedanties:
  pen 6: 2,4 kΩ typisch
  pen 3: 80 Ω typisch
  pen 7: 80 Ω typisch

Voorbeeld-schakeling
- figuur 14/3.2-36:
Basis-schema van een Dolby-goedgekeurde type-B encoder rond de NE 645.



Figuur 14/3.2-34: Aansluitgegevens van de NE 645.

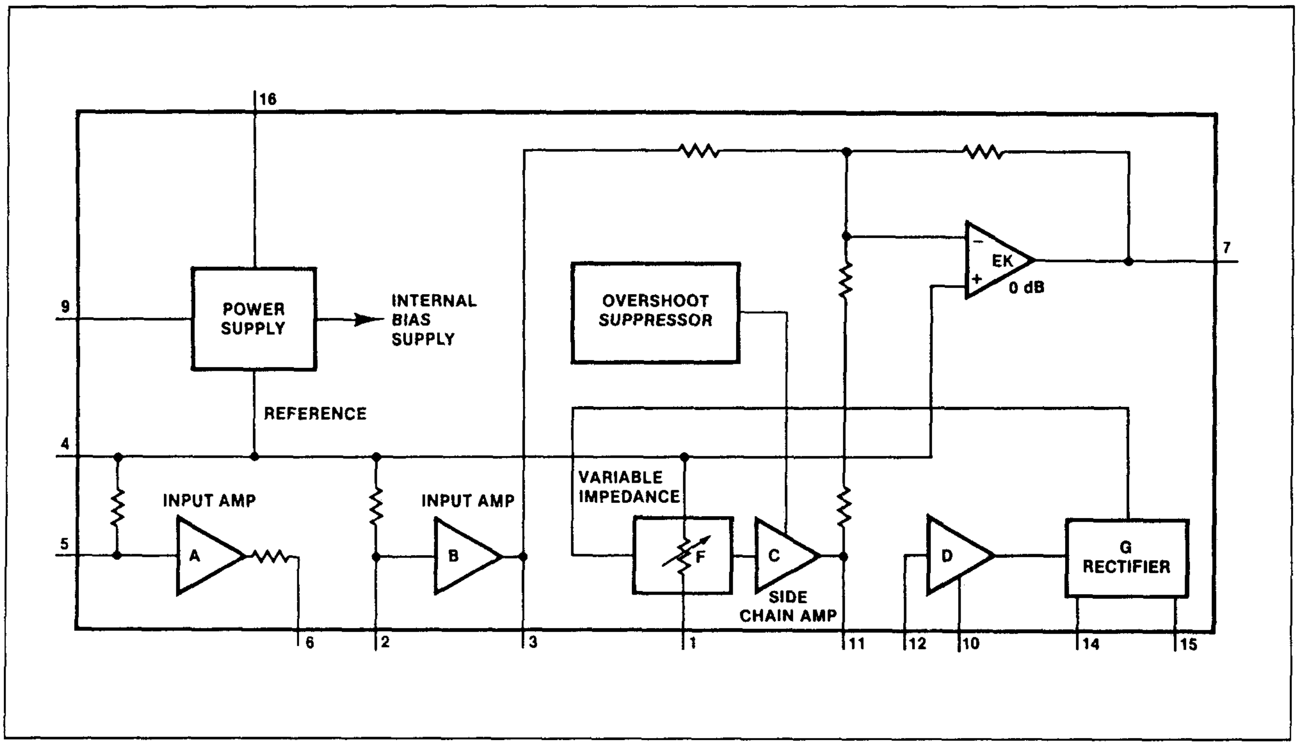
NE 646

enkel, Dolby B en C

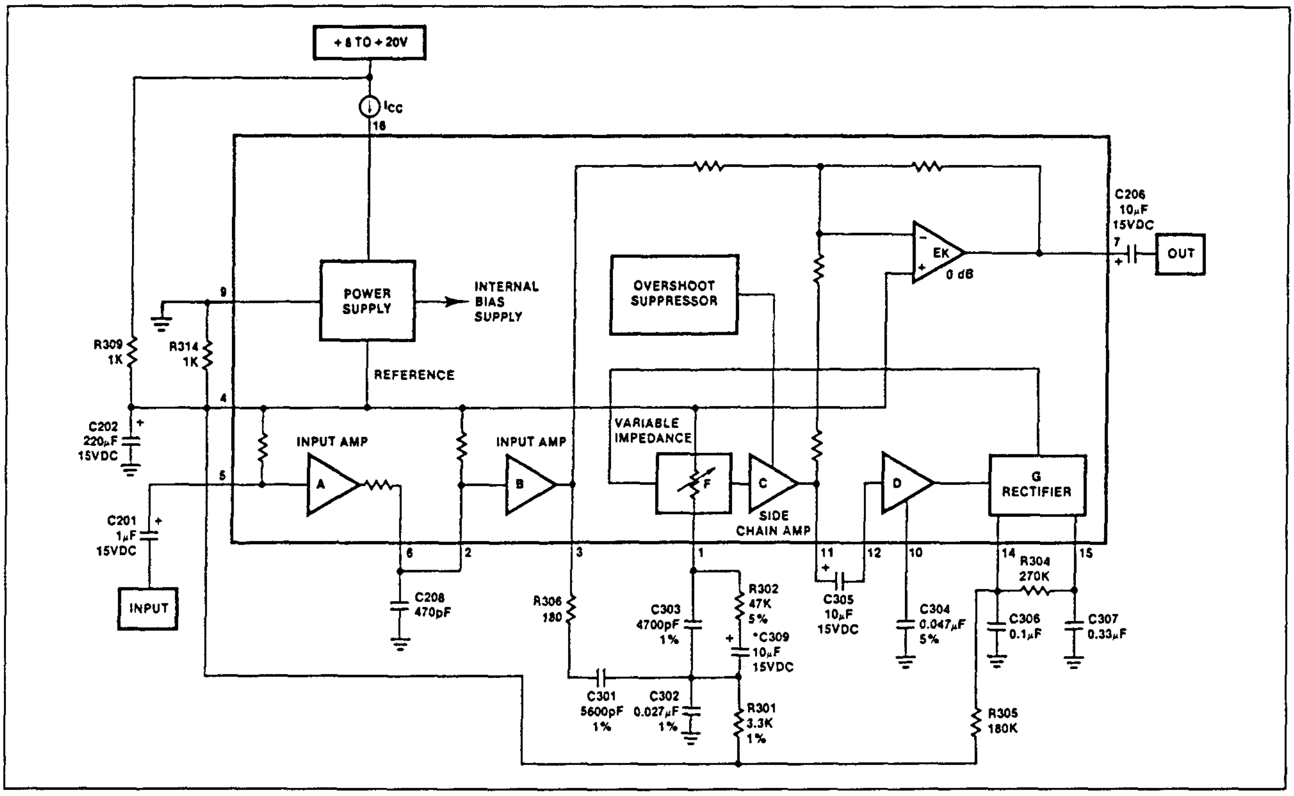
De NE 646 van Philips is een eenkanaals compander volgens Dolby B en C, die niet vrij leverbaar is, maar door Philips alleen geleverd wordt aan licentie-houders van de Dolby Laboratories Licensing Corporation. De eigenschappen van de gepubliceerde voorbeeld-schakeling voldoen volledig aan de specificaties die door de Dolby Laboratories werden opgesteld en worden gegarandeerd bij een voedingsspanning van 12 V.

Technische gegevens
- fabrikant: Signetics (Philips)
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 14/3.2-37
- intern blokschema: figuur 14/3.2-38
- voedingsspanning:
  minimaal 8 V
  maximaal 20 V
- voedingsstroom: 27,5 mA max.
- spanningsversterkingen:
  pennen 5-3: 26 dB typisch
  pennen 3-7: 0 dB typisch
- vervorming (2de + 3de harmonischen):
  0,5 % max.
  0,05 % typisch
- signaal/ruis-verhouding:

3.2 Type-beschrijving

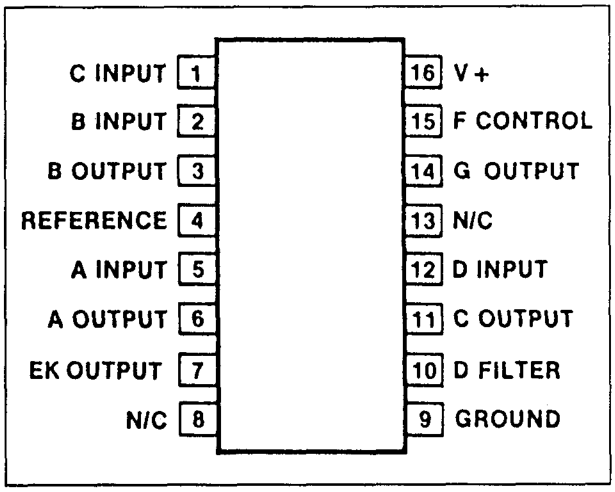


Figuur 14/3.2-35: Intern blokschema van de NE 645.



Figuur 14/3.2-36: Basis-schema rond de NE 645.

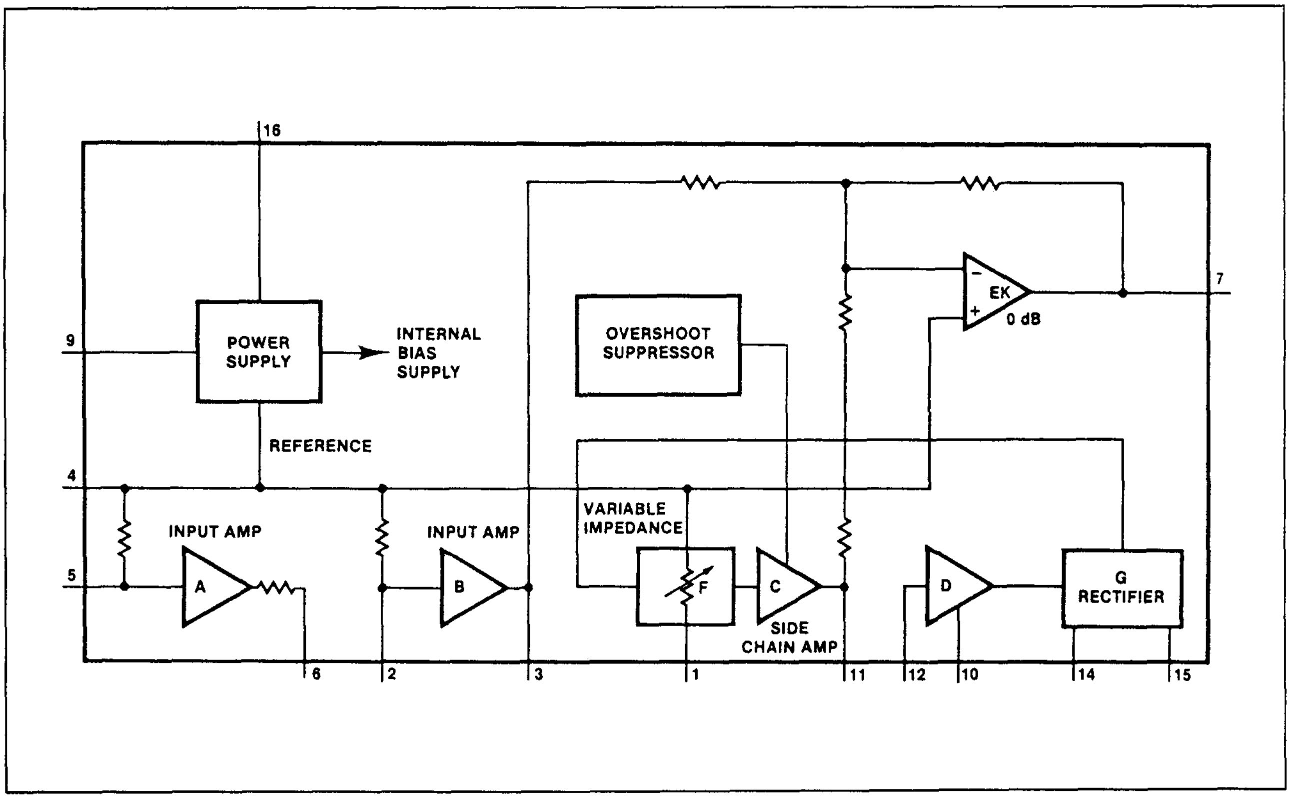
3.2 Type-beschrijving



Figuur 14/3.2-37: Aansluitgegevens van de NE 646.

record mode: 72 dB typisch
playback mode: 82 dB typisch
- frequentieweergave record mode:

1,4 kHz, 0 dB: 0 dB
1,4 kHz, -20 dB: -15,6 dB
1,4 kHz, -30 dB: -22,5 dB
5 kHz, 0 dB: +0,3 dB
5 kHz, -20 dB: -16,8 dB
5 kHz, -30 dB: -21,8 dB
5 kHz, -40 dB: -29,7 dB
20 kHz, 0 dB: +0,7 dB
20 kHz, -20 dB: -17,3 dB
20 kHz, -30 dB: -23,5 dB
- afwijking bij playback:
schakeltechnisch: +/-1,5 dB max.
temperatuur: +/-0,4 dB max.
voedingsspanning: +/-0,4 dB/V max.
- ingangs-impedanties:
pen 5: 50 kΩ typisch
pen 2: 4,2 kΩ typisch
- uitgangs-impedanties:
pen 6: 2,4 kΩ typisch
pen 3: 80 Ω typisch
pen 7: 80 Ω typisch



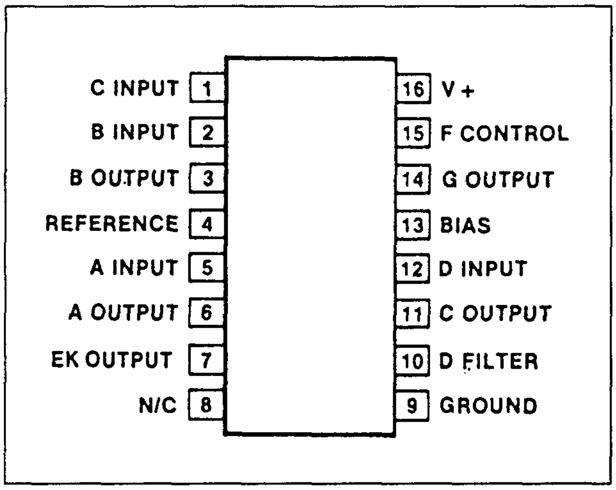
Figuur 14/3.2-38: Intern blokschema van de NE 646.

3.2 Type-beschrijving

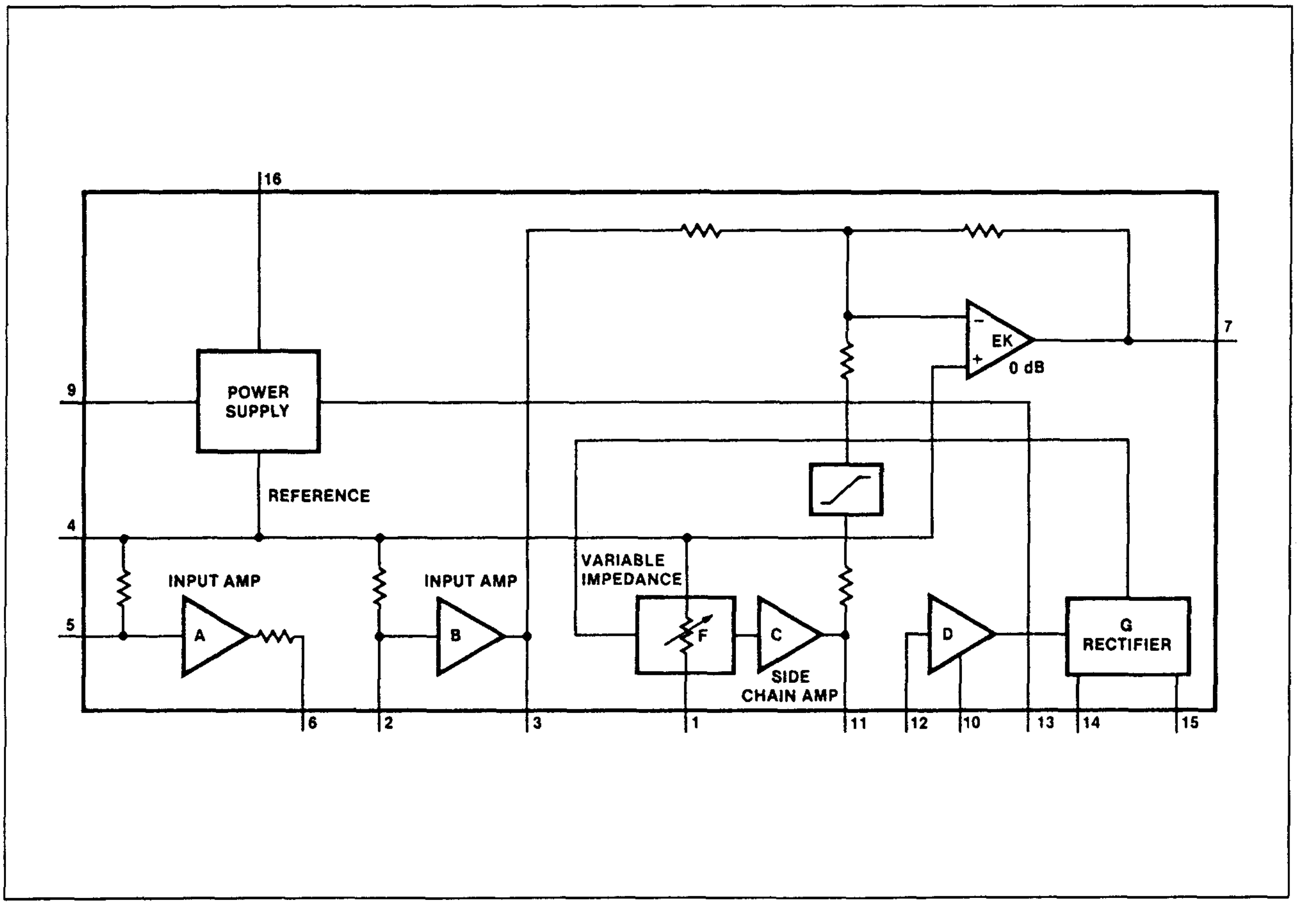
NE 648

enkel, Dolby B en C

De NE 648 van Signetics (Philips) is een eenkanaals compander volgens Dolby B en C, die niet algemeen leverbaar is, maar alleen geleverd wordt aan licentie-houders van Dolby Laboratories Licensing Corporation. De eigenschappen van de voorbeeldschakeling voldoen volledig aan de specificaties die door Dolby werden opgesteld en worden gegarandeerd bij een voedingsspanning van 9 V.



Figuur 14/3.2-39: Aansluitgegevens van de NE 648.



Figuur 14/3.2-40: Intern blokschema van de NE 648.

3.2 Type-beschrijving

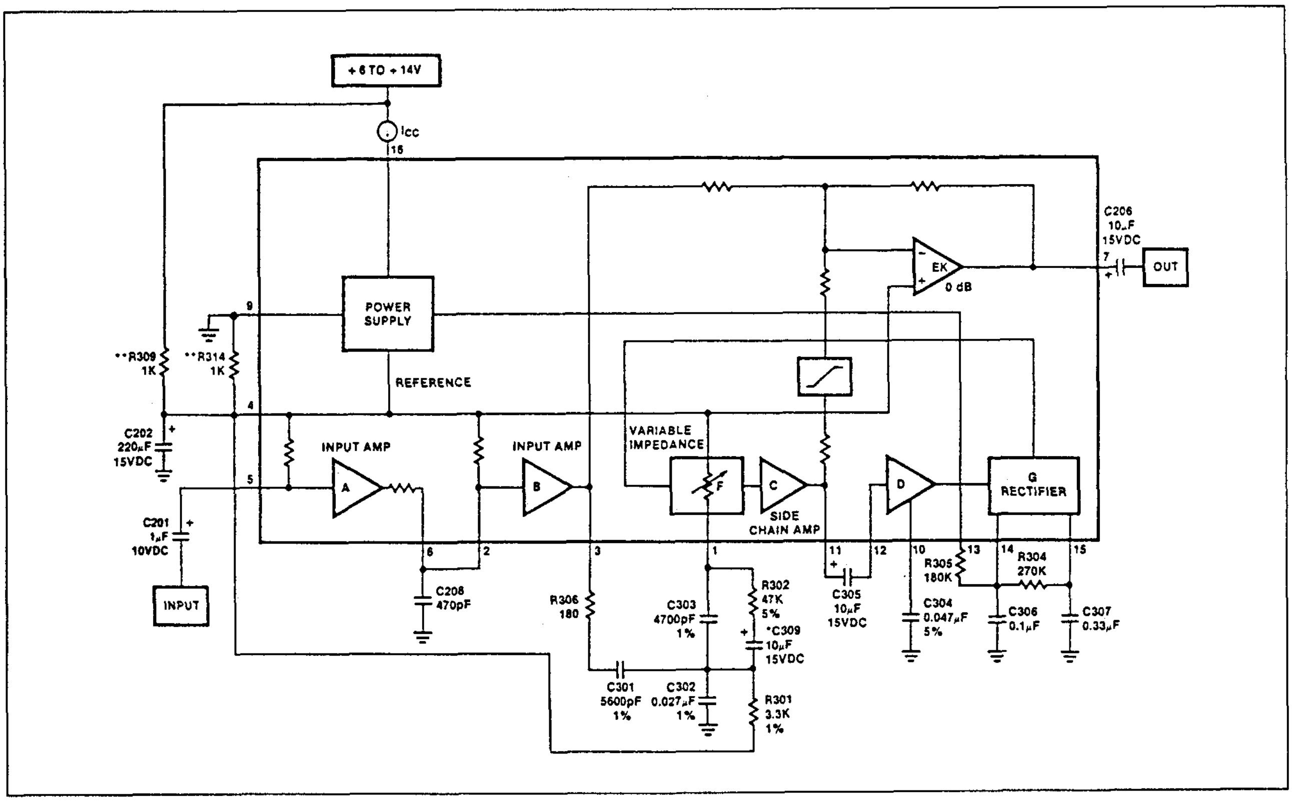
Technische gegevens

- fabrikant: Signetics (Philips)
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 14/3.2-39
- intern blokschema: figuur 14/3.2-40
- voedingsspanning:
  minimaal 6 V
  maximaal 14 V
- voedingsstroom: 18 mA max.
- spanningsversterkingen:
  pennen 5-3: 26 dB typisch
  pennen 3-7: 0 dB typisch
- vervorming (2de + 3de harmonischen):
  0,3 % max.
  0,05 % typisch
- signaal/ruis-verhouding:
  record mode: 72 dB typisch
  playback mode: 82 dB typisch
- frequentieweergave record mode:
  1,4 kHz, 0 dB: 0 dB
  1,4 kHz, -20 dB: -15,6 dB
  1,4 kHz, -30 dB: -22,5 dB
  5 kHz, 0 dB: +0,3 dB
  5 kHz, -20 dB: -16,8 dB
  5 kHz, -30 dB: -21,8 dB
  5 kHz, -40 dB: -29,7 dB
  20 kHz, 0 dB: +0,7 dB
  20 kHz, -20 dB: -17,3 dB
  20 kHz, -30 dB: -23,5 dB
- afwijking bij playback:
  schakeltechnisch: +/-1 dB max.
  temperatuur: +/-0,5 dB max.
  voedingsspanning: +/-0,2 dB/V max.
- ingangs-impedanties:
  pen 5: 50 kΩ typisch
  pen 2: 4,2 kΩ typisch
- uitgangs-impedanties:
  pen 6: 2,4 kΩ typisch
  pen 3: 80 Ω typisch
  pen 7: 80 Ω typisch

Voorbeeld-schakeling

- figuur 14/3.2-41:

Basis-schema van een Dolby-goedgekeurde type-B encoder rond de NE 648.



Figuur 14/3.2-41: Basis-schema van een Dolby B encoder met een NE 648.

3.2 Type-beschrijving

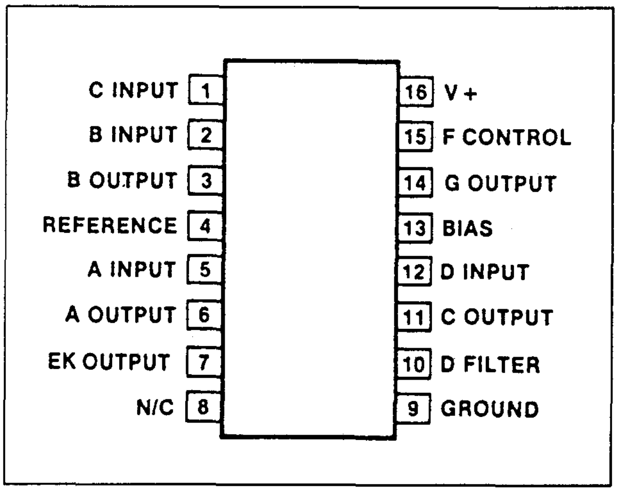
NE 649

enkel, Dolby B en C

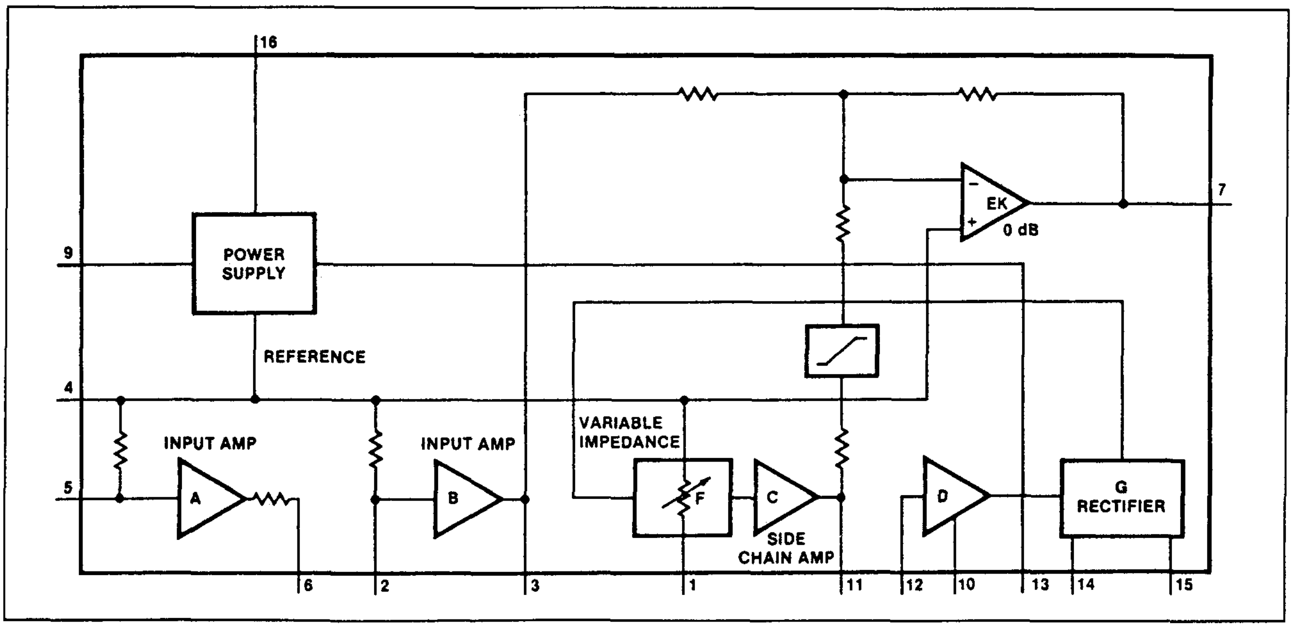
De NE 649 van Signetics (Philips) is een eenkanaals compander volgens Dolby B en C, die niet in de vrije verkoop beschikbaar is, maar door Philips alleen geleverd wordt aan licentie-nemers van Dolby Laboratories Licensing Corporation. De eigenschappen van de voorbeeld-schakeling voldoen volledig aan de specificaties die door Dolby werden opgesteld en worden gegarandeerd bij een voedingsspanning van 9 V.

Technische gegevens

- fabrikant: Signetics (Philips)
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 14/3.2-42
- intern blokschema: figuur 14/3.2-43
- voedingsspanning:
  minimaal 6 V
  maximaal 14 V
- voedingsstroom: 18 mA max.
- spanningsversterkingen:
  pennen 5-3: 26 dB typisch
  pennen 3-7: 0 dB typisch
- vervorming (2de + 3de harmonischen):
  0,5 % max.
  0,05 % typisch
- signaal/ruis-verhouding:
  record mode: 72 dB typisch
  playback mode: 82 dB typisch
- frequentieweergave record mode:
  1,4 kHz, 0 dB: 0 dB
  1,4 kHz, -20 dB: -15,6 dB
  1,4 kHz, -30 dB: -22,5 dB
  5 kHz, 0 dB: +0,3 dB



Figuur 14/3.2-42: Aansluitgegevens van de NE 649.



Figuur 14/3.2-43: Intern blokschema van de NE 649.

3.2 Type-beschrijving

5 kHz, -20 dB: -16,8 dB
5 kHz, -30 dB: -21,8 dB
5 kHz, -40 dB: -29,7 dB
20 kHz, 0 dB: +0,7 dB
20 kHz, -20 dB: -17,3 dB
20 kHz, -30 dB: -23,5 dB

- afwijking bij playback:
  schakeltechnisch: +/-1,5 dB max.
  temperatuur: niet gespecificeerd
  voedingsspanning: niet gespecificeerd
- ingangs-impedanties:
  pen 5: 50 kΩ typisch
  pen 2: 4,2 kΩ typisch
- uitgangs-impedanties:
  pen 6: 2,4 kΩ typisch
  pen 3: 80 Ω typisch
  pen 7: 80 Ω typisch

NE 650

enkel, Dolby B en C

De NE 650 van Signetics (Philips) is een eenkanaals compander volgens Dolby B en C, die niet vrij beschikbaar is, maar door Philips geleverd wordt aan licentie-nemers van Dolby Laboratories Licensing Corporation.

De eigenschappen van de voorbeeld-schakeling voldoen volledig aan de specificaties die door Dolby werden opgesteld en worden gegarandeerd bij een voedingsspanning van 12 V.

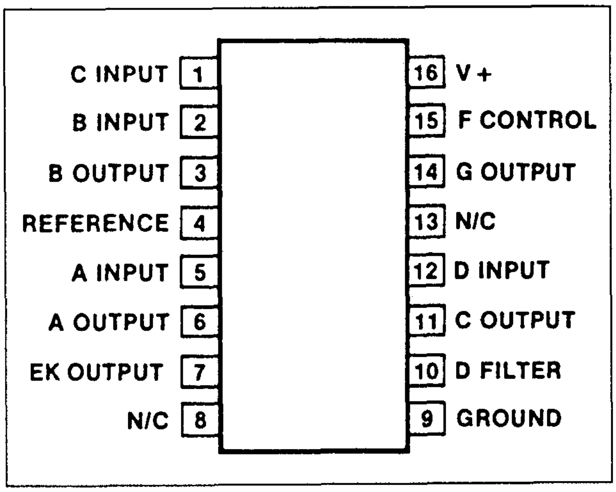
Technische gegevens

- fabrikant: Signetics (Philips)
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 14/3.2-44
- intern blokschema: figuur 14/3.2-45
- voedingsspanning:
  minimaal 8 V
  maximaal 20 V
- voedingsstroom: 24 mA max.
- spanningsversterkingen:
  pennen 5-3: 26 dB typisch
  pennen 3-7: 0 dB typisch
  pennen 2-3: 13 dB typisch
- vervorming (2de + 3de harmonischen):
  0,3 % max.
  0,05 % typisch
- signaal/ruis-verhouding:
  record mode: 72 dB typisch
  playback mode: 82 dB typisch
- frequentieweergave record mode:
  1,4 kHz, 0 dB: 0 dB
  1,4 kHz, -20 dB: -15,6 dB
  1,4 kHz, -30 dB: -22,5 dB
  5 kHz, 0 dB: +0,3 dB
  5 kHz, -20 dB: -16,8 dB
  5 kHz, -30 dB: -21,8 dB
  5 kHz, -40 dB: -29,7 dB
  20 kHz, 0 dB: +0,7 dB
  20 kHz, -20 dB: -17,3 dB
  20 kHz, -30 dB: -23,5 dB
- afwijking bij playback:
  schakeltechnisch: +/-0,5 dB typisch
  temperatuur: +/-0,4 dB typisch
  voedingsspanning: +/-0,4 dB/V typisch
- ingangs-impedanties:
  pen 5: 50 kΩ typisch
  pen 2: 4,2 kΩ typisch
- uitgangs-impedanties:
  pen 6: 2,4 kΩ typisch
  pen 3: 80 Ω typisch
  pen 7: 80 Ω typisch

Voorbeeld-schakeling

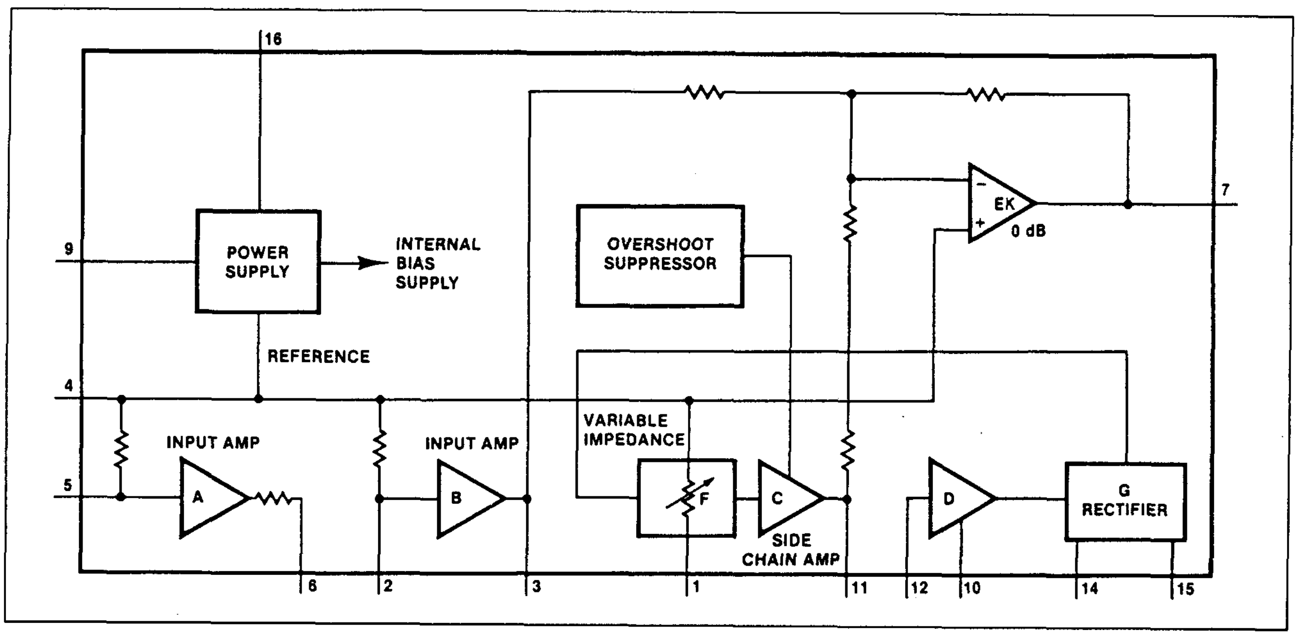
- figuur 14/3.2-46:

Basis-schema van een Dolby-goedgekeurde type-B encoder rond de NE 650.

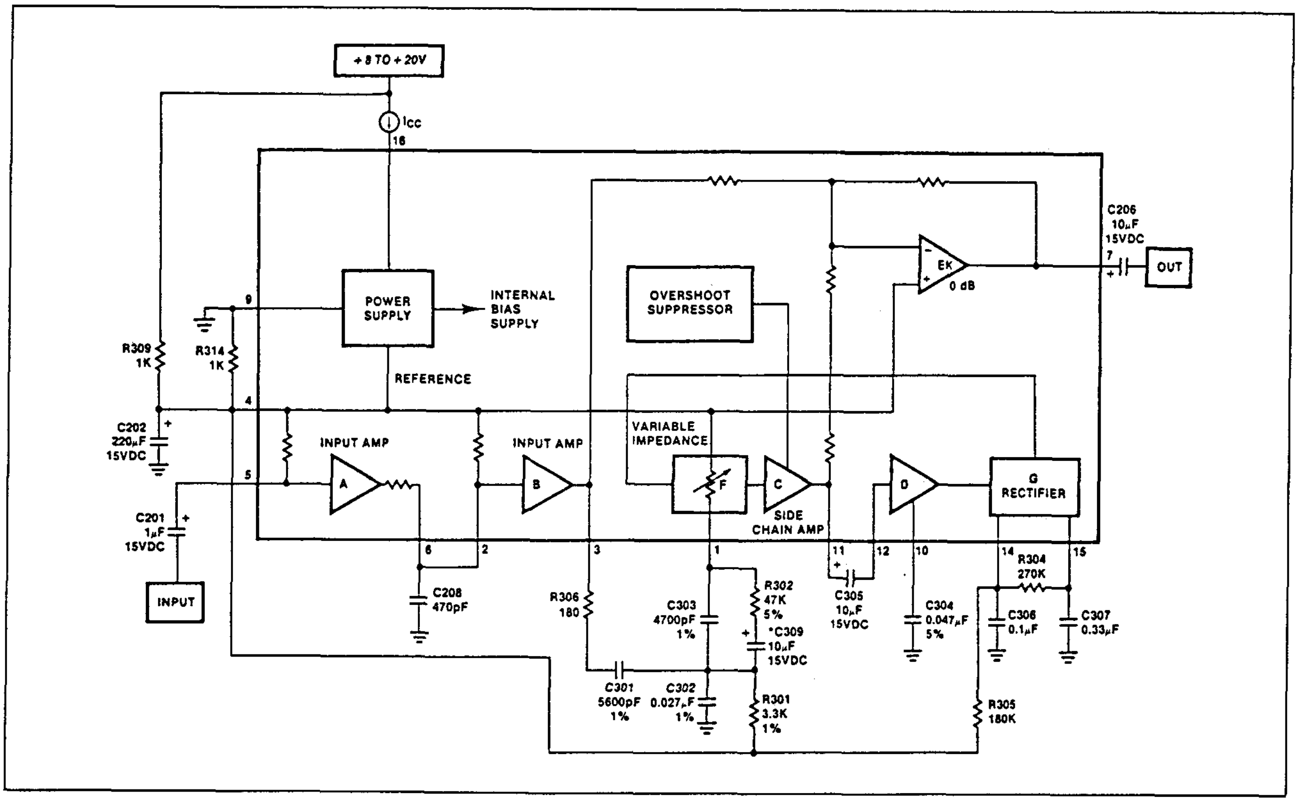


Figuur 14/3.2-44: Aansluitgegevens van de NE 650.

3.2 Type-beschrijving



Figuur 14/3.2-45: Intern blokschema van de NE 650.



Figuur 14/3.2-46: Basis-schema rond de NE 650.

3.2 Type-beschrijving

LM 832
dubbel, DNR

De LM 832 is een compander die werkt volgens het door National Semiconductor ontwikkelde DNR-systeem. De schakeling is ontworpen als ruisonderdrukker voor kassette-recorders en FM-ontvangers en moet tussen de voorversterker en de volume- en toonregeling opgenomen worden. De LM 832 is geoptimaliseerd voor het verwerken van vrij lage signaalniveaus rond 30 $mV_{effectief}$. Het IC is ideaal voor batterijgevoede apparatuur, want geschikt voor voedingsspanningen tot minder dan 2 V.

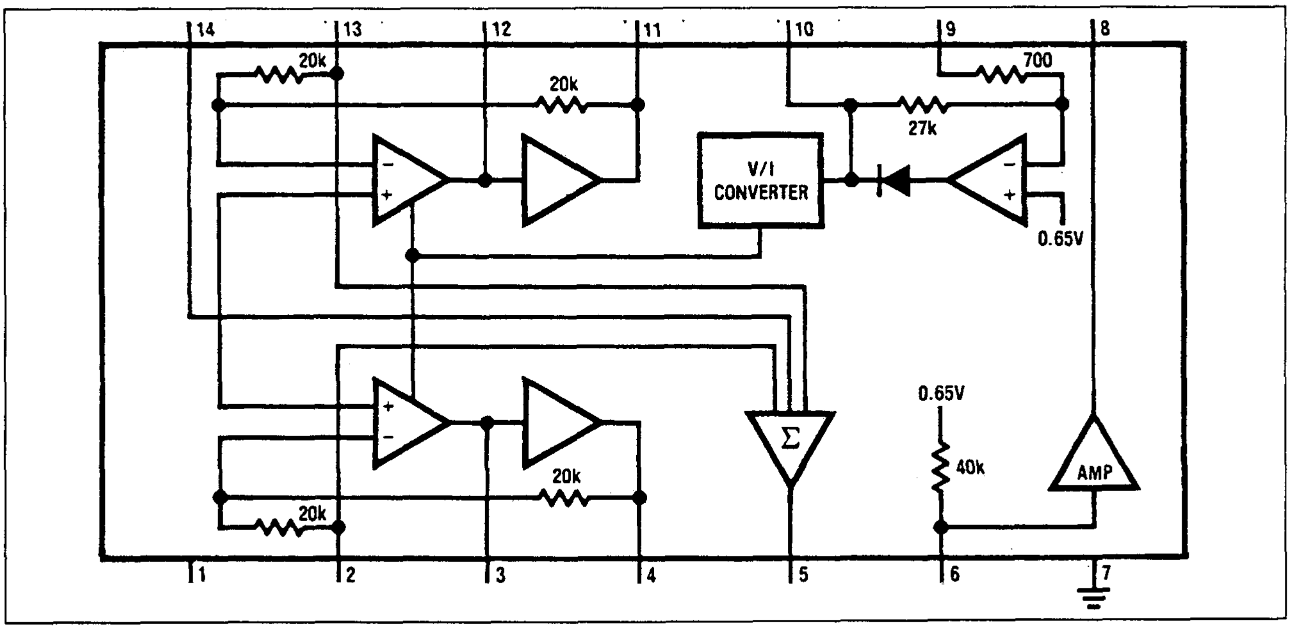
De LM 832 wordt niet geleverd via de vrije verkoop, maar alleen aan licentie-houders van het DNR-patent.

De LM 832 heeft twee schakelfuncties:

- MONO/STEREO:
  Door pen 14 open te laten werkt de schakeling in stereo, legt men deze schakelaar aan de massa dan werkt de schakeling monofoon.
- DNR ON/OFF:
  Pen 9 wordt via een weerstand van 2 kΩ met de massa verbonden als men de LM 832 als rechtuit-versterker wil laten werken. Laat men deze pen open, dan is de DNR-functie actief.

Technische gegevens

- fabrikant: NatSemi
- behuizing: DIL-14
- aansluitgegevens: figuur 14/3.2-47
- intern blokschema: figuur 14/3.2-48
- voedingsspanning:
  minimaal 1,5 V
  maximaal 9 V
- voedingsstroom: 8 mA max.
- ingangsspanning: 0,5 V max.
- ingangsimpedantie: 20 kΩ typisch
- uitgangsspanning: 0,5 V max.
- spanningsversterking: 0 dB typisch
- bandbreedte:
  minimaal 1,5 kHz
  maximaal 46 kHz
- vervorming:
  0,5 % max.
  0,07 % typisch
- signaal/ruis-verhouding: 68 dB typisch

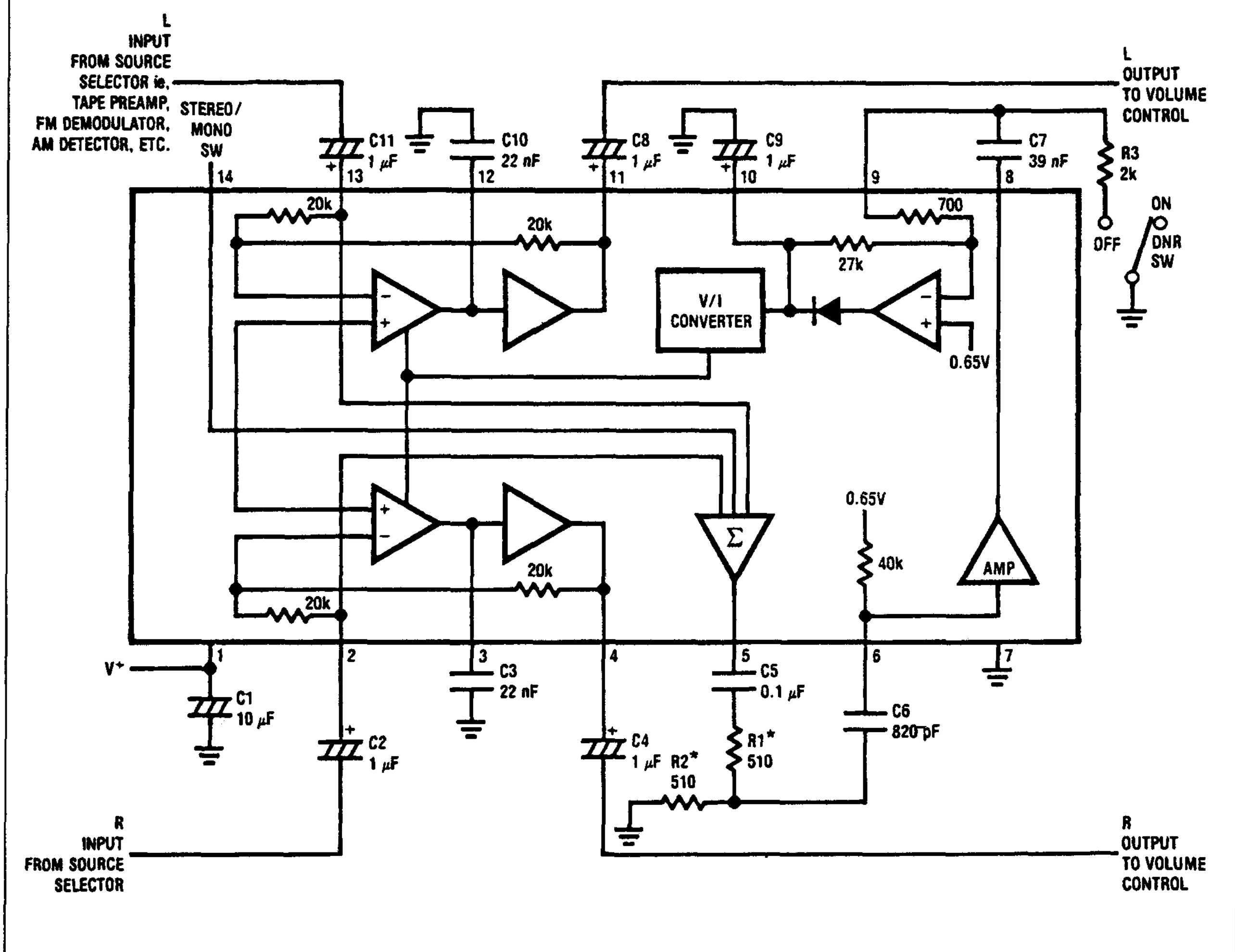


Figuur 14/3.2-47: Aansluitgegevens en intern blokschema van de LM 832.

3.2 Type-beschrijving

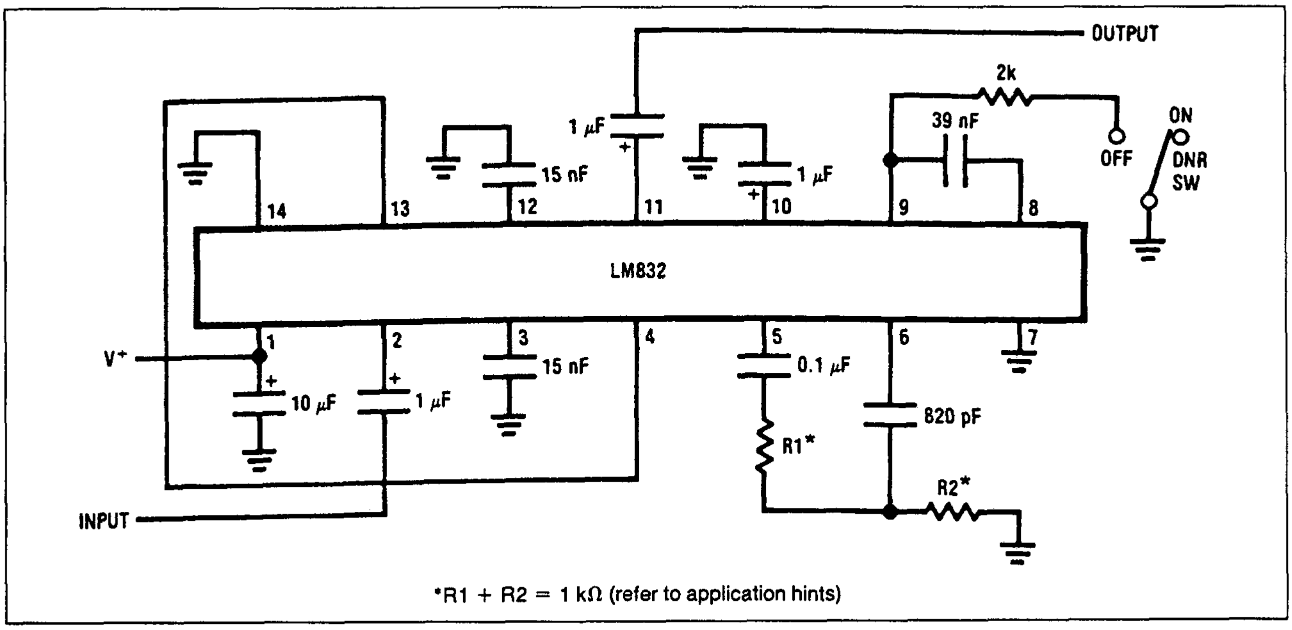
Voorbeeld-schakelingen

– figuur 14/3.2-48:
Basis-schema van een stereofonische DNR-decoder met een ruisreductie van 10 dB.
– figuur 14/3.2-49:
Door de twee trappen in de LM 832 in cascade te schakelen en de MONO/STEREO-pen op mono in te stellen ontstaat een monofoon systeem met een totale ruisreductie van 17 dB.
– figuur 14/3.2-50:
Speciale schakeling rond de LM 832 voor het reduceren van de ruis van zwakke stereofonische FM-zenders. Het netwerkje tussen de pennen 8 en 9 dient voor het onderdrukken van de piloottoon en moet via de spoel worden afgeregeld op 19 kHz.

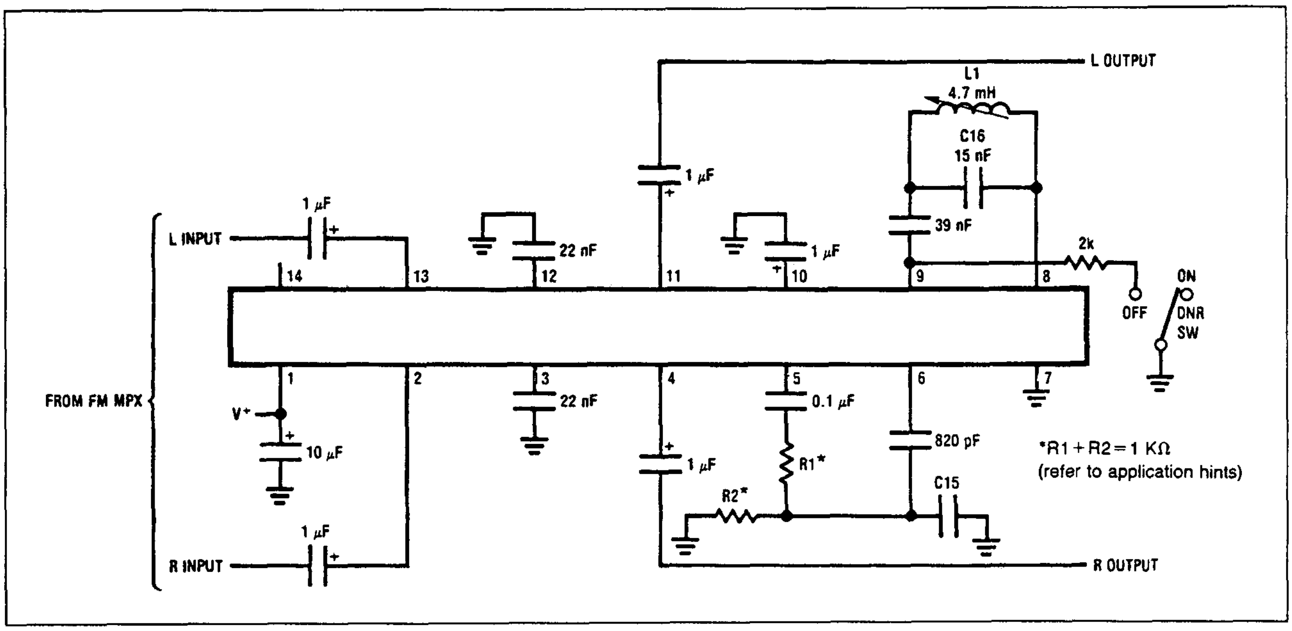


Figuur 14/3.2-48: Stereo ruisreductie in een kassetterecorder met één LM 832 met een reductie van 10 dB.

3.2 Type-beschrijving



Figuur 14/3.2-49: Cascade-schakeling van de twee segmenten in de LM 832 geeft een ruisreductie van ongeveer 17 dB.



Figuur 14/3.2-50: Ruisreductie bij een stereo-FM ontvanger met een LM 832.

LM 1112

enkel, Dolby B

De LM 1112 is een eenkanaals ruisprocessor die werkt volgens Dolby B. De schakeling is niet vrij verkrijgbaar, maar wordt geleverd aan licentie-houders van Dolby Laboratories Licensing Corporation.

Technische gegevens

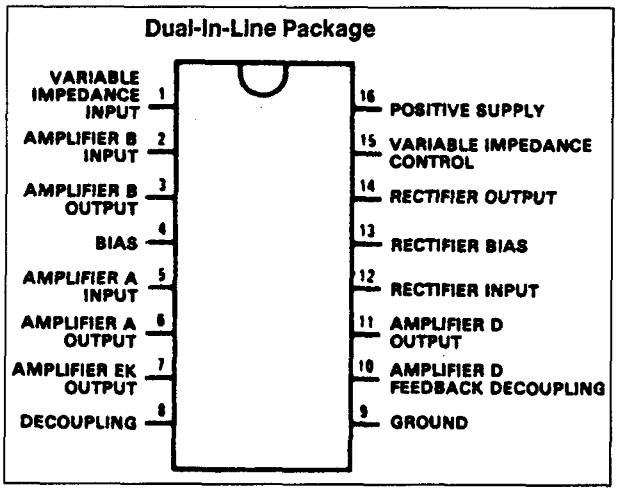
- fabrikant: NatSemi
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 14/3.2-51
- intern blokschema: figuur 14/3.2-52
- voedingsspanning:
  minimaal 6 V

3.2 Type-beschrijving

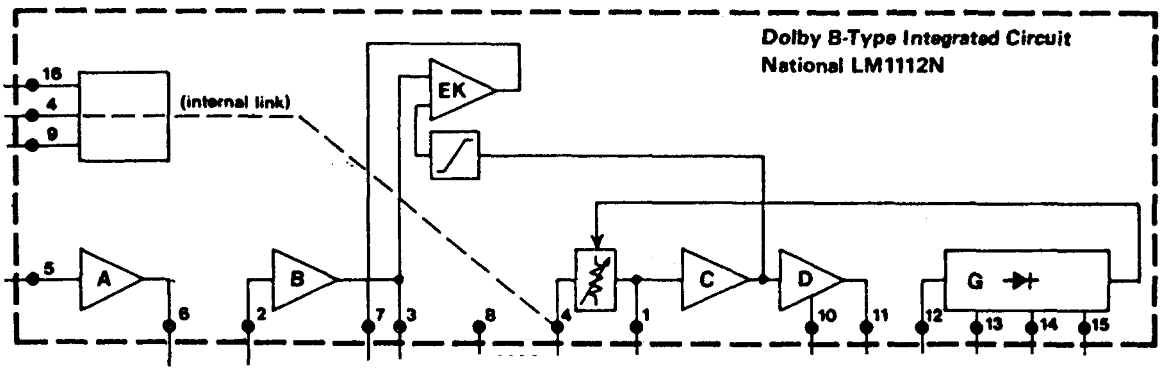
maximaal 20 V
- voedingsstroom: 20 mA max.
- spanningsversterkingen:
  pennen 5-3: 25,5 dB typisch
  pennen 5-6: 14,7 dB typisch
  pennen 3-7: 0 dB typisch
- vervorming:
  0,2 % max.
  0,03 % typisch
- signaal/ruis-verhouding:
  record mode: 74 dB typisch
  playback mode: 83 dB typisch
- frequentieweergave record mode:
  1,3 kHz, -20 dB: -15,7 dB
  3 kHz, -30 dB: -21,2 dB
  5 kHz, -20 dB: -16,8 dB
  5 kHz, -30 dB: -21,8 dB
  10 kHz, -30 dB: -23,5 dB
  10 kHz, -40 dB: -29,6 dB
- ingangs-impedanties:
  pen 5: 65 kΩ typisch
  pen 2: 5,6 kΩ typisch
- uitgangs-impedanties:
  pen 6: 2,4 kΩ typisch
  pen 3: 30 Ω typisch
  pen 7: 30 Ω typisch

Voorbeeld-schakeling

- figuur 14/3.2-53:
Basis-schema van een Dolby type-B encoder rond de LM 1112.

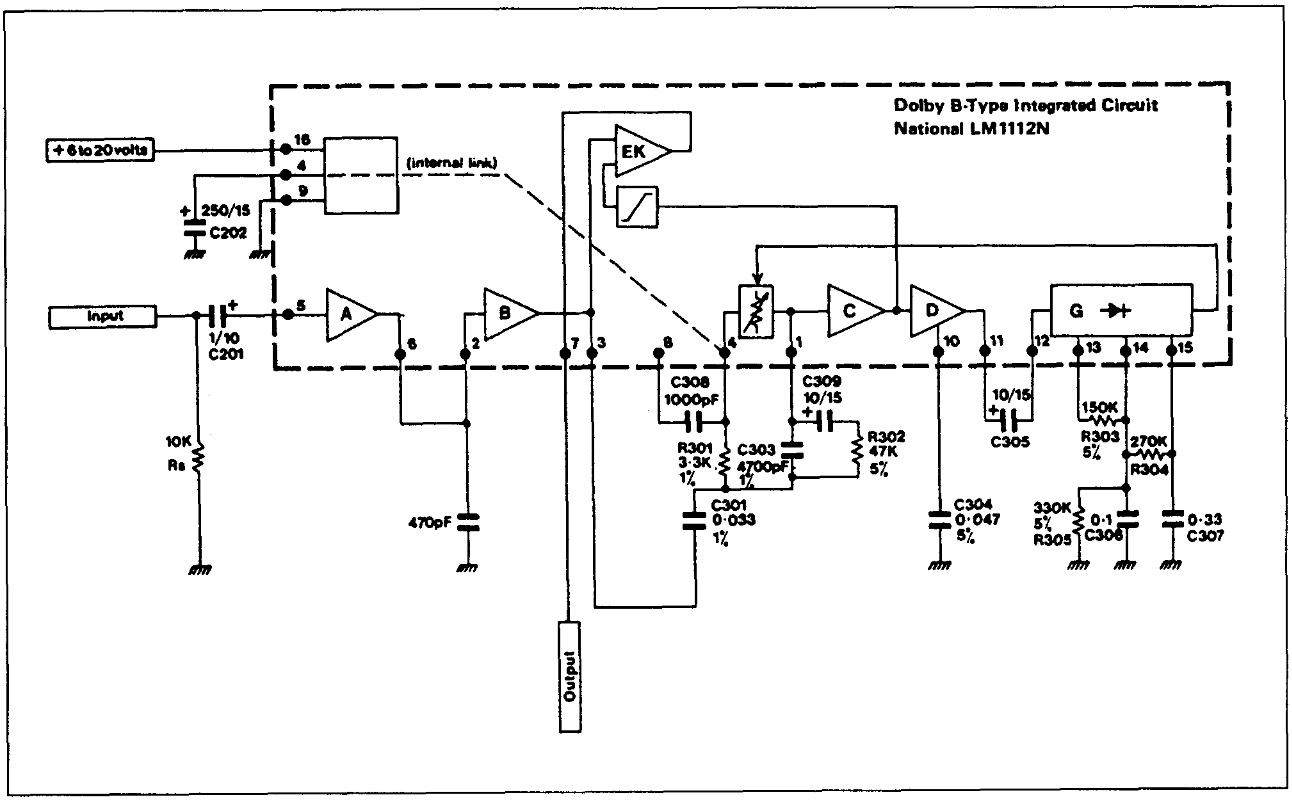


Figuur 14/3.2-51: Aansluitgegevens van de LM 1112.



Figuur 14/3.2-52: Intern blokschema van de LM 1112.

3.2 Type-beschrijving



Figuur 14/3.2-53: Basis-schema rond de LM 1112.

LM 1131

dubbel, Dolby B

De LM 1131 is een tweekanaals ruisprocessor die werkt volgens Dolby B. De schakeling is niet vrij verkrijgbaar, maar wordt geleverd aan licentie-houders van Dolby Laboratories Licensing Corporation.

Technische gegevens

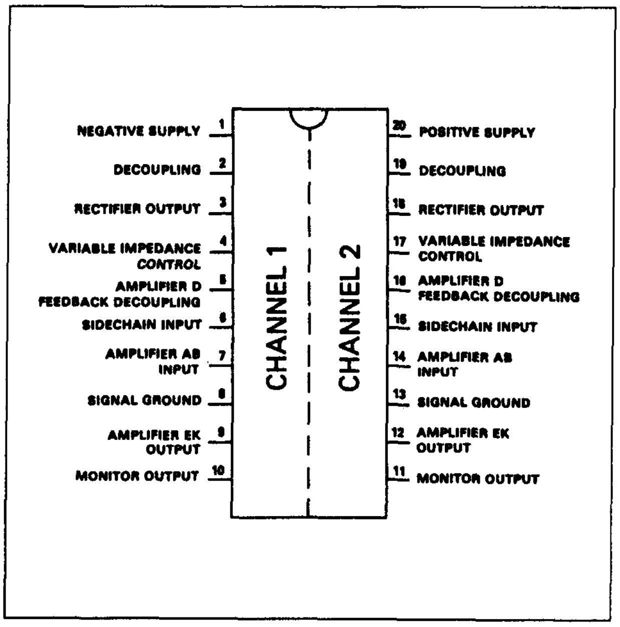
- fabrikant: NatSemi
- behuizing: DIL-20
- aansluitgegevens: figuur 14/3.2-54
- intern blokschema: figuur 14/3.2-55
- voedingsspanning:
  minimaal 5 V
  maximaal 20 V
- voedingsstroom: 20 mA max.
- spanningsversterkingen:
  pennen 7-10, 14-11: 19,7 dB typisch
  pennen 10-9, 11-12: 0 dB typisch
- vervorming:
  0,2 % max.
  0,03 % typisch
- signaal/ruis-verhouding:
  record mode: 82 dB typisch
  playback mode: 92 dB typisch
- frequentieweergave record mode:
  1,3 kHz, -20 dB: -15,7 dB
  3 kHz, -30 dB: -21,2 dB
  5 kHz, -20 dB: -16,8 dB
  5 kHz, -30 dB: -21,8 dB
  10 kHz, -40 dB: - 29,6 dB
- ingangs-impedantie:
  pen 7, 14: 65 kΩ typisch
- uitgangs-impedanties:
  pen 9, 12: 30 Ω typisch
  pen 10, 11: 30 Ω typisch

Voorbeeld-schakeling

- figuur 14/3.2-56:

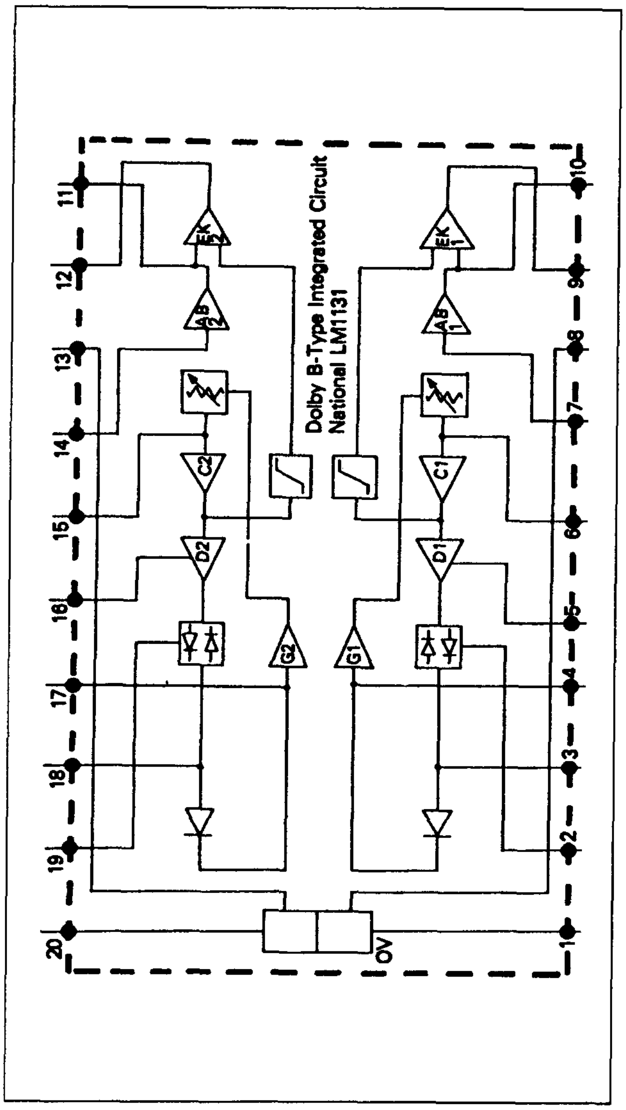
Basis-schema van een stereo Dolby type-B encoder rond de LM 1131. Er is slechts één kanaal getekend, het tweede is uiteraard identiek.

3.2 Type-beschrijving



Figuur 14/3.2-54: Aansluitgegevens van de LM 1131.

- ingangsimpedantie: 20 kΩ typisch
- uitgangsspanning: U_b-1,5 V max.
- spanningsversterking: -1 dB typisch
- bandbreedte:
  minimaal 1,4 kHz
  maximaal 46 kHz
- vervorming:
  0,1 % max.
  0,05 % typisch
- signaal/ruis-verhouding: 77 dB typisch
- kanaalscheiding: 70 dB typisch



Figuur 14/3.2-55: Intern blokschema van de LM 1131.

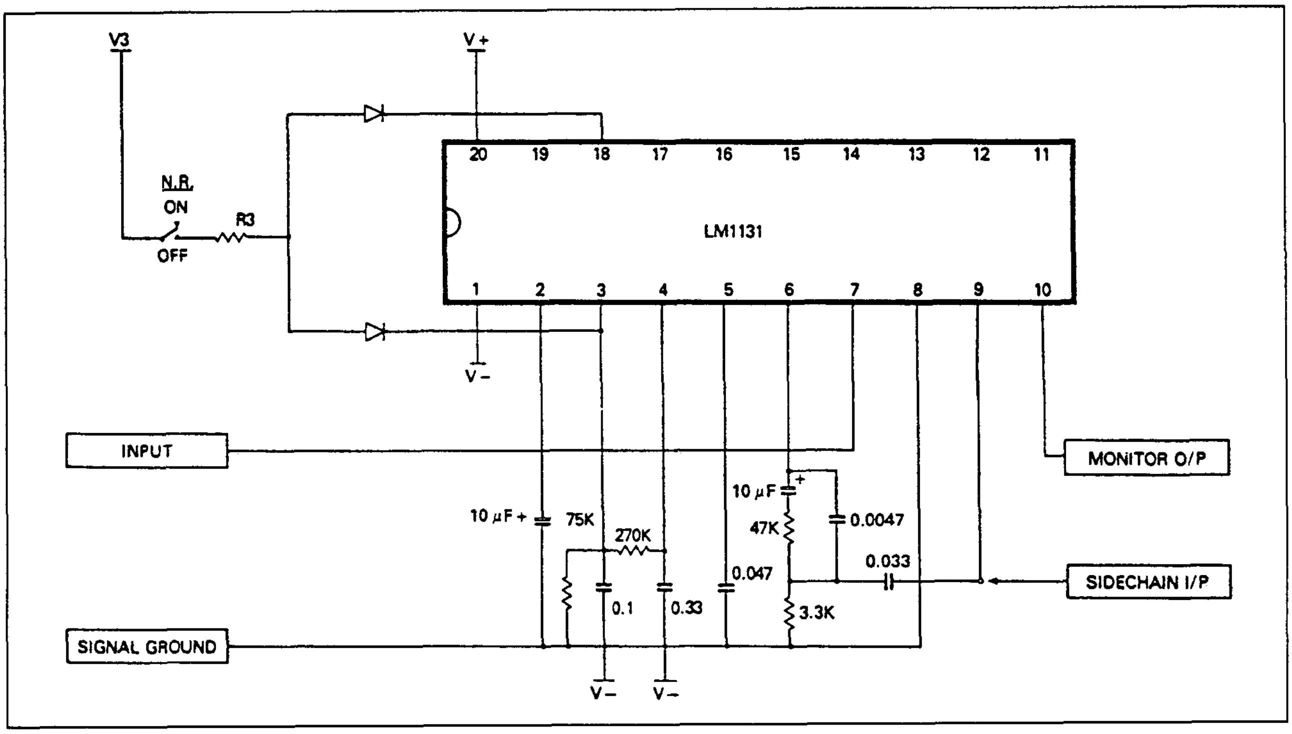
LM 1894
dubbel, DNR

De LM 1894 is een ruislimiter die werkt volgens het door National Semiconductor ontwikkelde DNR-systeem. De schakeling is ontworpen als ruisonderdrukker voor kassette-recorders en FM-ontvangers en moet tussen de voorversterker en de volume- en toonregeling opgenomen worden. De LM 1894 is geoptimaliseerd voor het verwerken van vrij hoge signaalniveaus tot 1 $V_{effectief}$. De LM 1894 is niet vrij beschikbaar, maar wordt alleen geleverd aan licentie-houders van het DNR-patent.

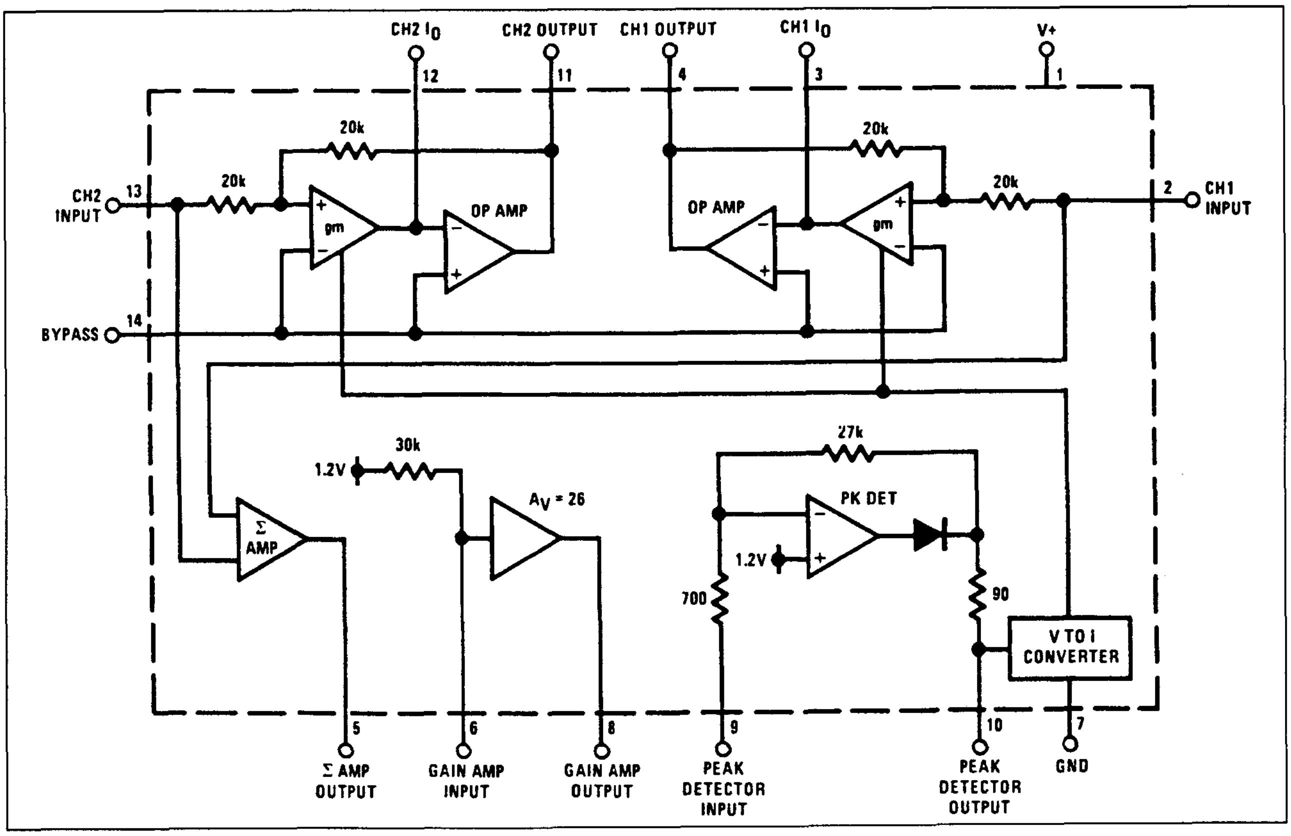
Technische gegevens

- fabrikant: NatSemi
- behuizing: DIL-14
- aansluitgegevens: figuur 14/3.2-57
- intern blokschema: figuur 14/3.2-57
- voedingsspanning:
  minimaal 4,5 V
  maximaal 18 V
- voedingsstroom: 30 mA max.
- ingangsspanning: 1 V max.

3.2 Type-beschrijving

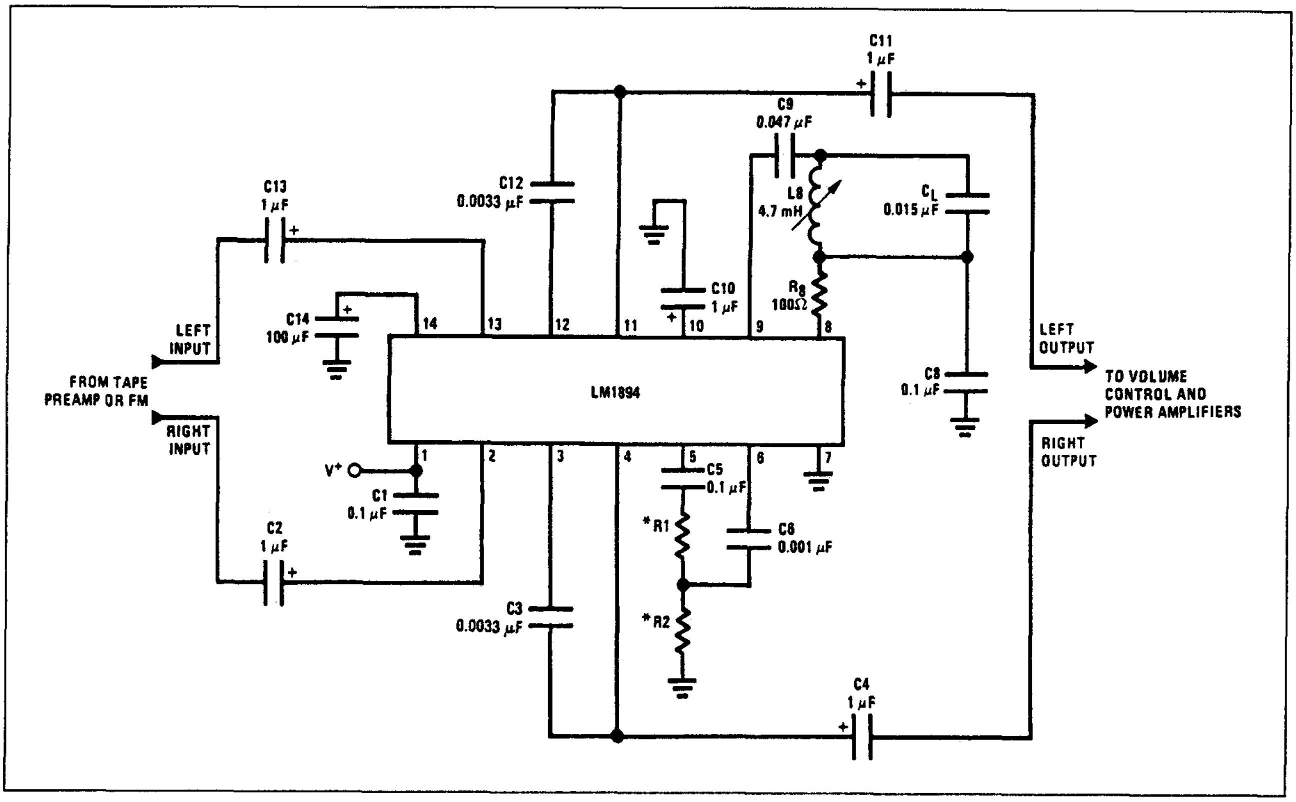


Figuur 14/3.2-56: Basis-schema rond de LM 1131.



Figuur 14/3.2-57: Aansluitgegevens en intern blokschema van de LM 1894.

3.2 Type-beschrijving



Figuur 14/3.2-58: Standaard-schakeling rond de LM 1894.

Voorbeeld-schakeling

- figuur 14/3.2-58:

Basis-schema van een stereofonische DNR-decoder met een ruisreductie van 10 dB met een LM 1894, te gebruiken bij kassette-deck's en bij stereo-FM ontvangers. Voor deze laatste toepassing is een 19 kHz filter ingebouwd.

SSM-2120

dubbel, 100 dB, universeel

De SSM-2120 van SSM (Solid State Micro-technology) is een universele compander, samengesteld uit:

- 2 x gelijkrichter met hoogimpedante versterker;
- 2 x spanningsgestuurde versterker met een bereik van 100 dB;
- 2 x logaritmische omvormer die de dB/V omzetting verzorgt;
- de noodzakelijke bias-schakelingen.

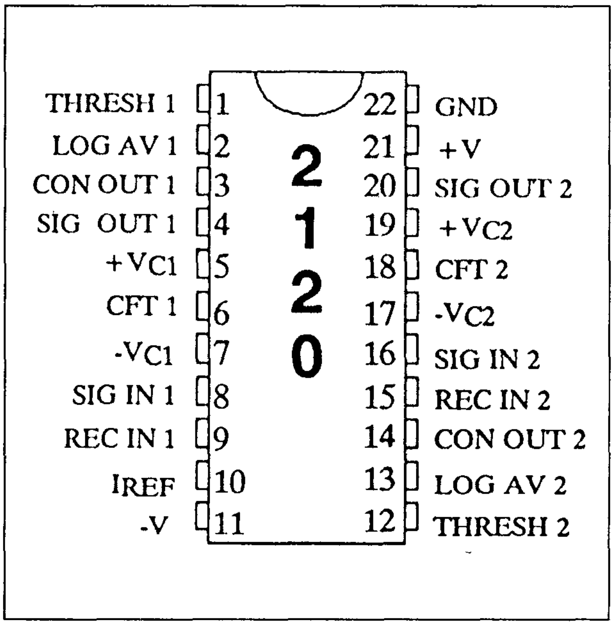
De drie basisblokken per kanaal kunnen extern geschakeld worden als compressor of als expander.

Technische gegevens

- fabrikant: SSM
- behuizing: DIL-22
- aansluitgegevens: figuur 14/3.2-59
- intern blokschema: figuur 14/3.2-60
- voedingsspanningen:
  minimaal +/-5 V
  maximaal +/-18 V
- voedingsstromen: -8/+10 mA max.
- gegevens VCA's:
  - ingangsstroom: 400 µA max.
  - offset: +/-2 µA max.
  - regelbereik: -100 dB tot +40 dB
  - gevoeligheid: 6 mV/dB
  - bandbreedte: 250 kHz
  - stroomversterking: +/-0,25 dB
  - vervorming:
    0,02 % maximaal

3.2 Type-beschrijving

0,005 % typisch
  - ruis: -80 dB
- gegevens gelijkrichters:
  - dynamisch bereik: 110 dB typisch
  - ingangsstroom: 3 mA max.
  - biasstroom: 16 nA max.
  - gevoeligheid: 3 mV/dB
  - offsetspanning: +/-2 mV
  - frequentiebereik:
    I_{in} 1 mA: 1 MHz
    I_{in} 10 μA: 50 kHz
    I_{in} 1 μA: 7,5 kHz
- gegevens bufferversterker:
  - biasstroom: 175 nA max.
  - offsetspanning: +/-2 mV max.
  - uitgangsstroom: +/-7,5 mA max.

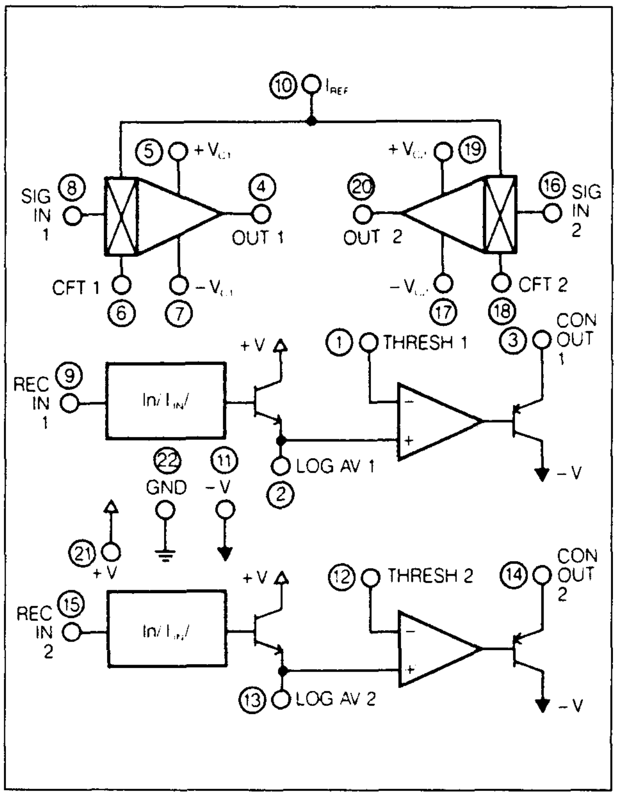


Figuur 14/3.2-59: Aansluitgegevens van de SSM-2120.

Voorbeeld-schakeling

- figuur 14/3.2-61:

Twee voorbeelden van toepassingen rond de SSM-2120. De bovenste schakeling geeft het basis-schema van een expander, het onderste schema dat van een compressor. Doordat beide schakelingen met één SSM-2120 gerealiseerd kunnen worden, kan men dus een eenkanaals compander samenstellen met dit IC.



Figuur 14/3.2-60: Intern blokschema van de SSM-2120.

XR-2216

enkel, 60 dB, universeel

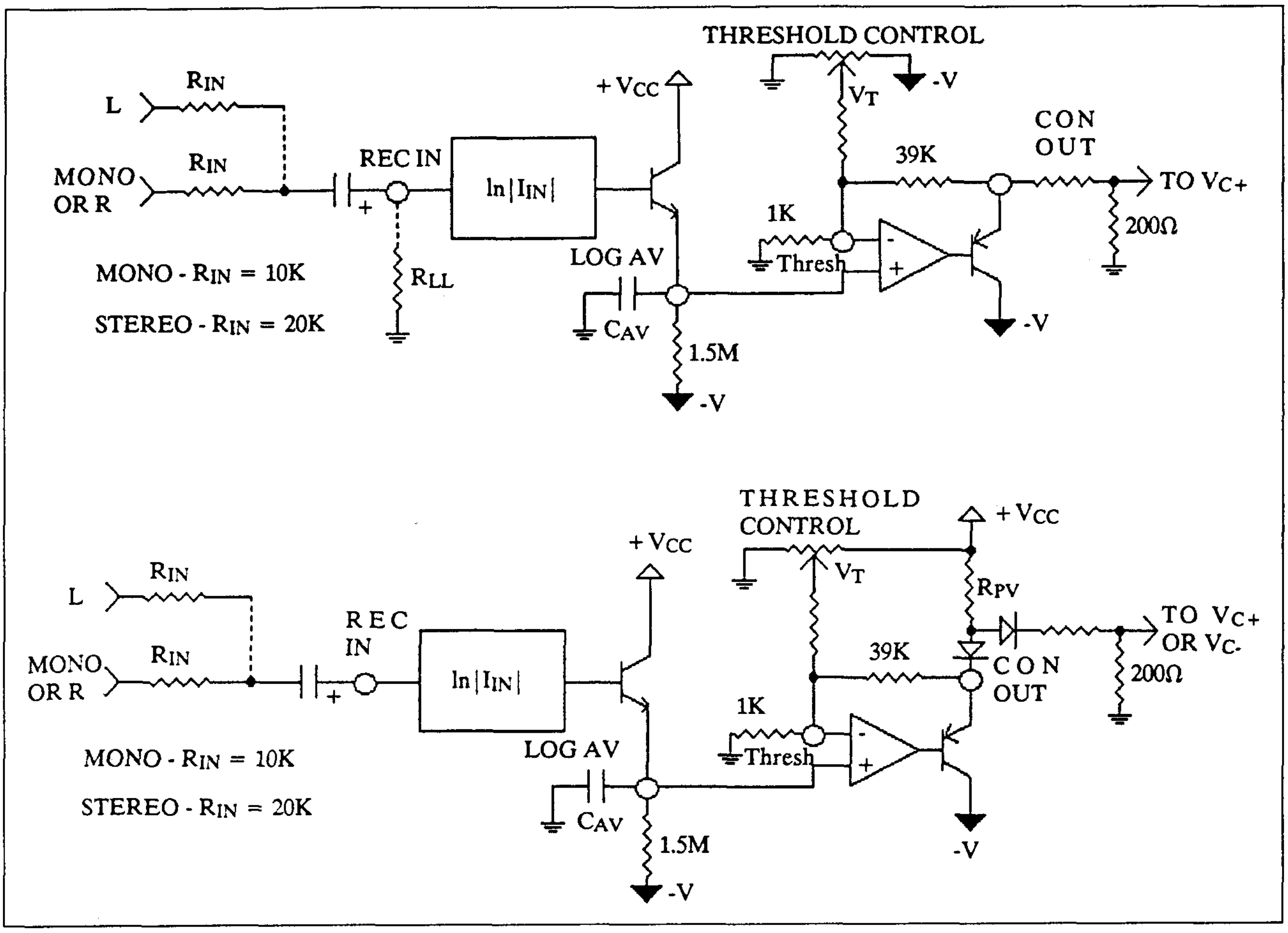
De XR-2216 van Exar is een universele compander, samengesteld uit:
- gelijkrichter;
- stroomgestuurde impedantie, te gebruiken als regelcel;
- bufferversterker;
- de noodzakelijke bias-schakelingen.

De drie basisblokken kunnen extern geschakeld worden als compressor of als expander.

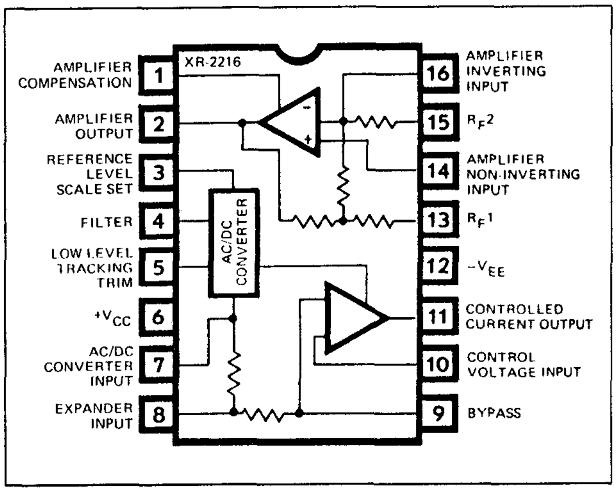
Technische gegevens

- fabrikant: Exar
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 14/3.2-62
- intern blokschema: figuur 14/3.2-62
- voedingsspanning:
  minimaal 6 V
  maximaal 20 V
- voedingsstroom: 3 mA max.

3.2 Type-beschrijving



Figuur 14/3.2-61: De twee delen van een compander uitgevoerd rond een SSM-2120.



Figuur 14/3.2-62: Aansluitgegevens en intern blokschema van de XR-2216.

- vervorming: 3 % max.
- versterking: +/-1 dB
- ingangsimpedantie: 50 kΩ min.
- uitgangsimpedantie: 50 Ω max.

Voorbeeld-schakelingen

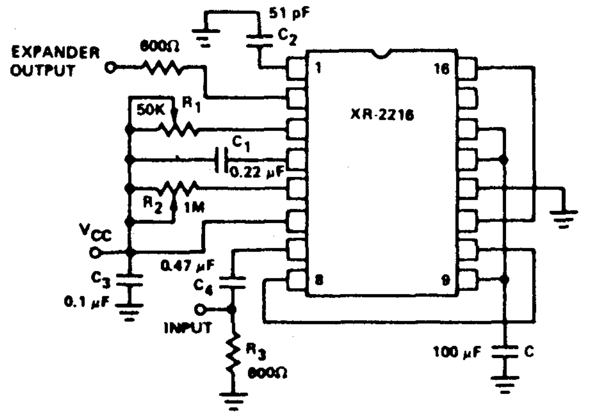
- figuur 14/3.2-63:

Schakeling van een expander met een dynamisch bereik van 60 dB. Met R1 wordt de instelspanning afgeregeld, met R2 de werking bij kleine ingangssignalen.

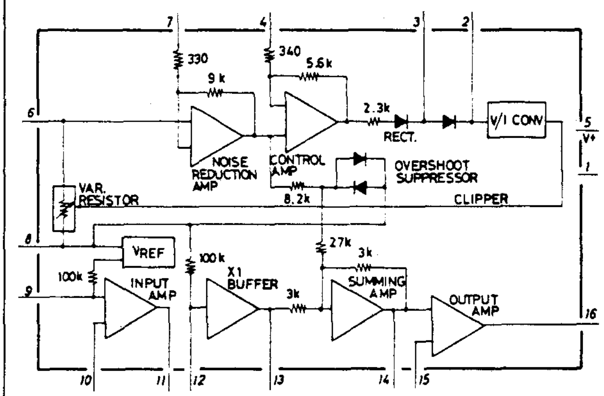
- figuur 14/3.2-64:

Toepassing van de XR-2216 als compressor. De compressiefactor is gelijk aan 1 op 2. 60 dB ingangsdynamiek wordt terug geregeld van -37 dB_m tot -7 dB_m.

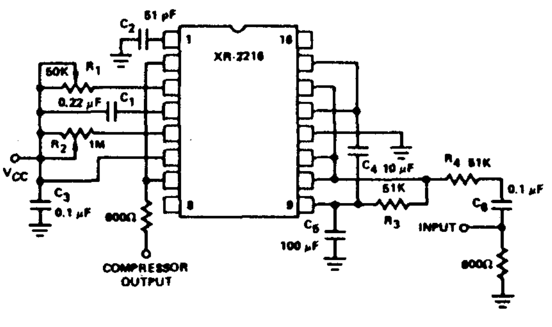
3.2 Type-beschrijving



Figuur 14/3.2-63: In dit schema wordt de XR-2216 gebruikt als expander die het dynamisch ingangsbereik van 60 dB oppept tot 120 dB.



Figuur 14/3.2-65: Aansluitgegevens en intern blokschema van de LA 2730.



Figuur 14/3.2-64: Compressor met een bereik van 1 op 2 met een XR-2216.

LA 2730

enkel, Dolby B

De LA 2730 is een eenkanaals compander volgens Dolby B, die niet in de vrije verkoop beschikbaar is, maar geleverd wordt aan licentie-nemers van Dolby Laboratories Licensing Corporation.

Technische gegevens

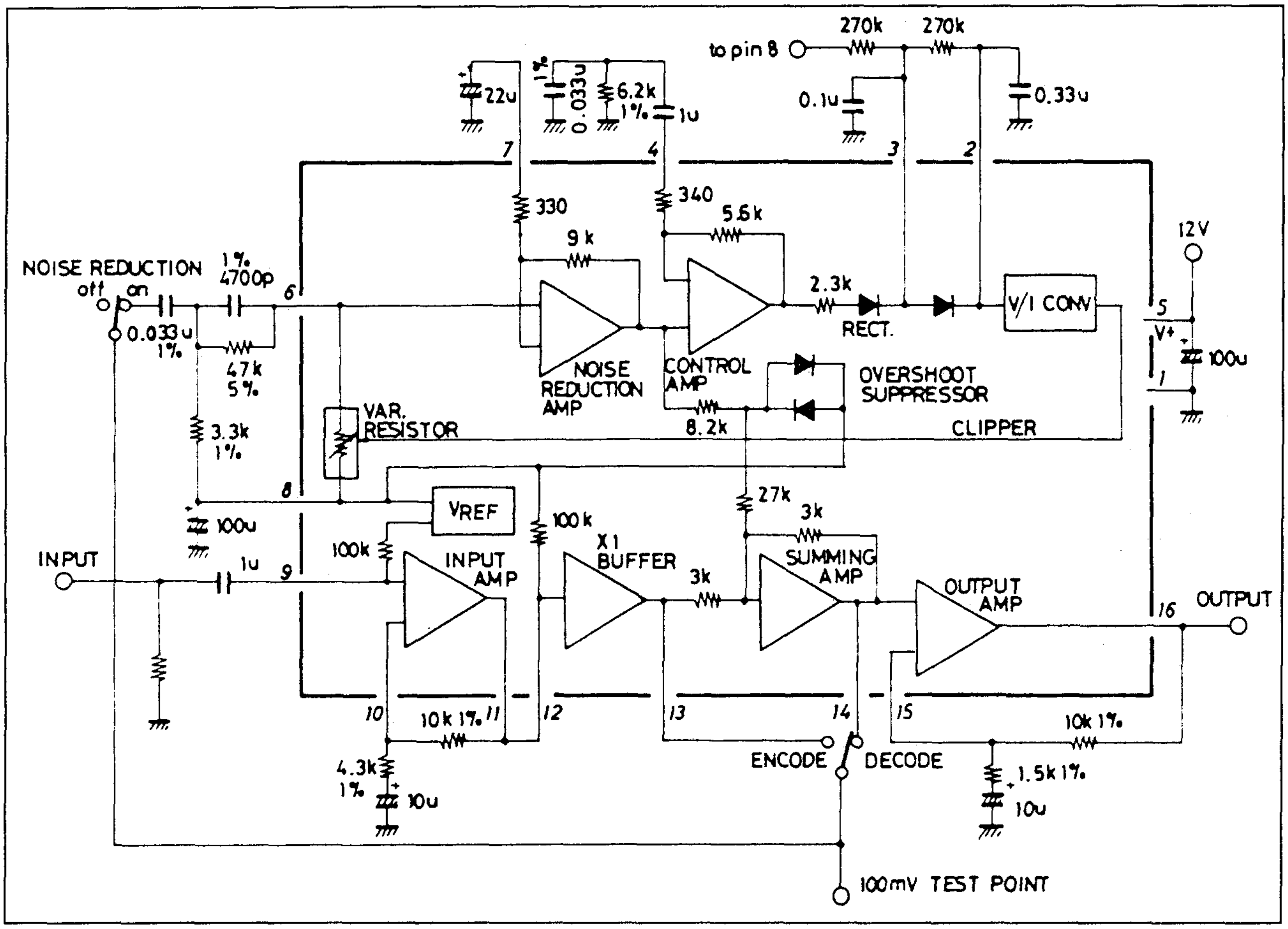
- fabrikant: Sanyo
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 14/3.2-65
- intern blokschema: figuur 14/3.2-65
- voedingsspanning:
  minimaal 10 V
  maximaal 20 V
- vervorming: 0,03 % typisch
- frequentieweergave record mode:
  1,4 kHz, 0 dB: 0 dB
  1,4 kHz, -20 dB: -15,6 dB
  1,4 kHz, -30 dB: -22,5 dB
  5 kHz, 0 dB: +0,3 dB
  5 kHz, -20 dB: -16,8 dB
  5 kHz, -30 dB: -21,8 dB
  5 kHz, -40 dB: -29,7 dB
  20 kHz, 0 dB: +0,7 dB
  20 kHz, -20 dB: -17,3 dB
  20 kHz, -30 dB: -23,5 dB
- afwijking bij playback: +/-1 dB max.

Voorbeeld-schakeling

- figuur 14/3.2-66:

Basis-schema van een Dolby-goedgekeurde type-B encoder rond de LA 2730.

3.2 Type-beschrijving



Figuur 14/3.2-66: Een Dolby-B encoder met de LA 2730.

HA 12044

dubbel, CX

De HA 12044 werd door Hitachi ontwikkeld als CX-decoder voor het door CBS ontwikkelde CX-systeem voor grammofoonplaten. Met dit IC kan de dynamiek van platen opgevoerd worden tot 89 dB, in plaats van de "natuurlijke" dynamiek van slechts 60 dB. De schakeling is ook te gebruiken voor platen die niet zijn gemasterd met CX.
Het IC werd alleen geleverd aan patentgerechtigden van CBS Technology Center.

Technische gegevens

- fabrikant: Hitachi
- behuizing: DIL-18
- aansluitgegevens: figuur 14/3.2-67
- intern blokschema: figuur 14/3.2-67
- voedingsspanningen: +/-8 V typisch
- voedingsstromen: +/-100 mA max.
- ingangsimpedantie: 17 kΩ typisch
- ingangsspanning: 0,75 V max.
- uitgangsimpedantie: 1 kΩ typisch
- uitgangsspanning: 2,8 V max.
- vervorming: 0,07 % typisch
- eigen ruis: 90 dB typisch

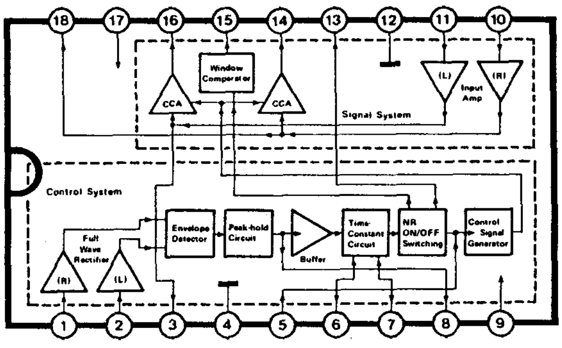
Voorbeeld-schakeling

- figuur 14/3.2-68:

Standaard-schakeling voor stereo rond de HA 12044. De ingangssignalen worden aangevoerd op de pennen 10 en 11. De signalen gaan via de ingangsbuffers naar de stroomgestuurde versterkers. De uitgangen daarvan op de pennen 14 en 16 vormen de uitgang van de schakeling.

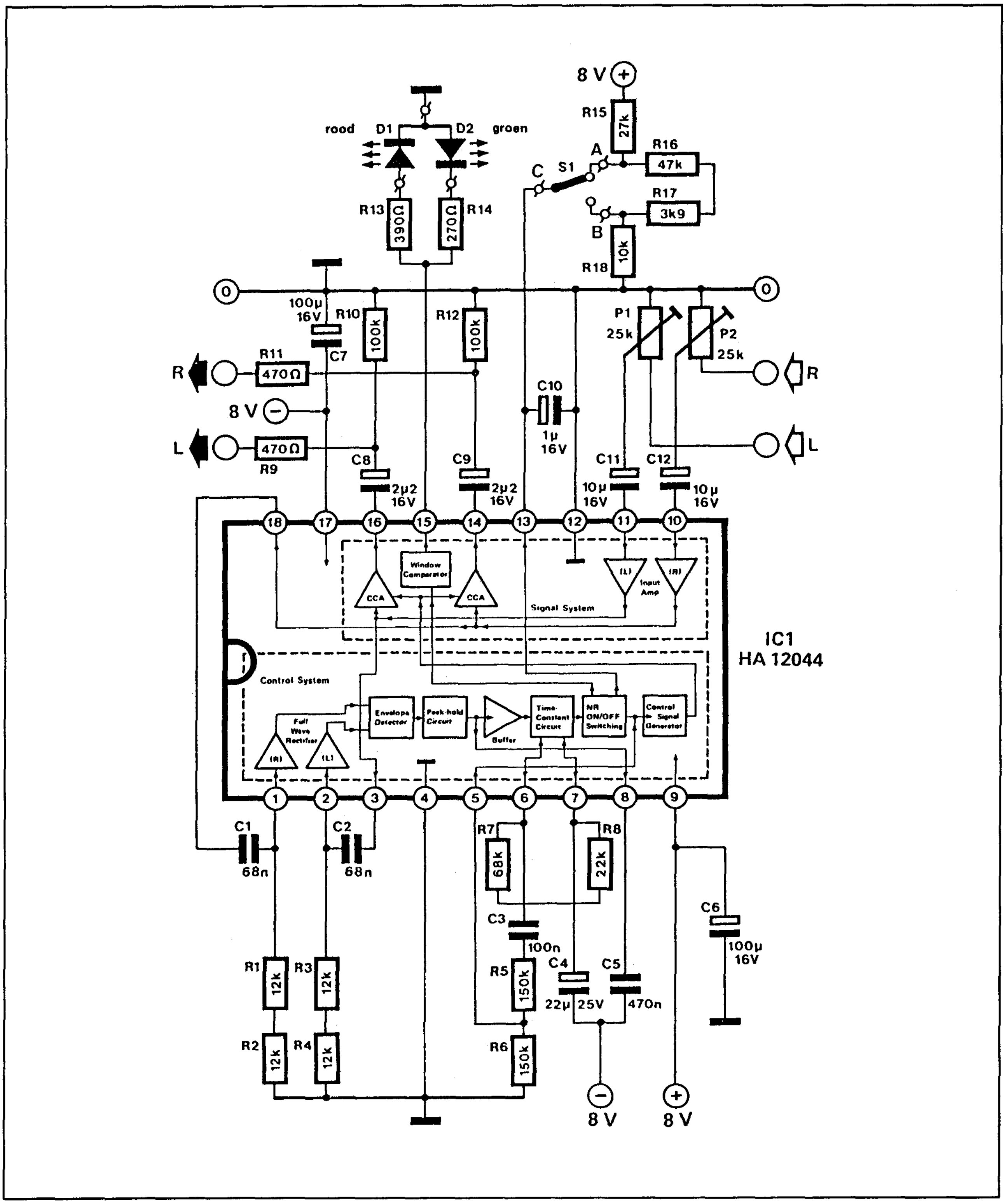
3.2 Type-beschrijving

De versterkte signalen worden van de pennen 3 en 18 afgetakt en teruggevoerd naar de gelijkrichter. De condensatoren C1 en C2 en de weerstanden R1, R2, R3 en R4 vormen de 100 Hz filters, die door de CX-standaard vereist worden. Het netwerk tussen de pennen 5, 6 en 7 vormt de tijdconstanten voor de aanspreek- en afvaltijden. Nadien volgt de elektronische schakelaar, waarmee men via pen 13 de CX-werking van het IC kan in- of uitschakelen. De venster-comparator, die is aangesloten op pen 15 stuurt twee LED's die de werking van het IC aangeven.



Figuur 14/3.2-67: Aansluitgegevens en intern blokschema van de HA 12044.

3.2 Type-beschrijving



Figuur 14/3.2-68: Standaard-schakeling van een CX-decoder rond de HA 12044 van Hitachi.

14/4

Analoge vertragingslijnen

Inhoud

4.1 Achtergrond-informatie

De even schakelaars worden gesloten als er op de CP2-lijn een positieve puls verschijnt, de oneven als er op de CP1-lijn een identieke puls ontstaat. Door de geïnverteerde kloksignalen zullen dus ofwel alle even ofwel alle oneven schakelaars gelijktijdig gesloten zijn. De ingang van de keten wordt verbonden met een analoog ingang signaal.

Op tijdstip t1 worden alle oneven schakelaars gesloten. De condensator C1 zal via de gesloten schakelaar S1 verbonden worden met de ingangsspanning en de momentele waarde van deze spanning volgen. Omdat verondersteld wordt dat alle overige condensatoren volledig ontladen zijn, heeft het sluiten van de overige oneven schakelaars geen gevolgen.
Op tijdstip t2 openen de oneven schakelaars en worden de even schakelaars gesloten. Condensator C1 wordt losgekoppeld van de ingang en zal de momentele waarde die de ingangsspanning op tijdstip t2 bezit houden. De spanning verschijnt onverzwakt op de uitgang van de bufferversterker A1 en zal via de gesloten schakelaar de condensator C2 tot dezelfde waarde op laden.
Op tijdstip t3 sluiten S1 en S3. De eerste condensator wordt weer verbonden met het ingangssignaal en zal de momentele waarde van deze spanning weer gaan volgen. Condensator C3 wordt via de gesloten schakelaars en de buffer opgeladen tot de spanning over C2.

Over C3 ontstaat dus een spanning die twee klokpulsen eerder op de ingang aanwezig was. Men kan stellen dat de momentele waarde van de ingasspanning vertraagd op C3 verschijnt.
Als de keten is opgebouwd uit N condensatoren kan men in het algemeen stellen dat de momentele waarde van de ingangsspanning op tijdstip t1 over deze condensator verschijnt op tijdstip $t1 + N \cdot \Delta t$, waarbij Δt staat voor de halve periode van het kloksignaal. Er ontstaat een vertraging tussen het verloop van de spanning op de ingang en het verloop van de spanning op de N-de condensator, waarbij de mate van vertraging afhankelijk is van het aantal cellen N en van de frequentie van het kloksignaal.

Geïntegreerde vertragingslijn
De schakeling van figuur 14/4.1-1 leent zich niet voor integratie in een IC. In de praktijk worden de elektronische schakelaars en de buffer-versterkers uitgevoerd met MOS-transistoren. De condensatoren zijn zeer klein, slechts een fractie van een pF. In figuur 14/4.1-2 is een vereenvoudigde voorstelling getekend van de interne struktuur van een standaard analoge vertragingslijn. De condensatoren zijn, als gevolg van de ter beschikking staande integratie-technieken, aangebracht tussen de gate en de draine van de schakel-FET's. Dit heeft tot gevolg dat deze condensatoren niet alleen door het te bemonsteren ingangssignaal worden opgeladen, maar ook door de klok-puls. Omdat de amplitude van dit signaal vele malen groter is dan de amplitude van het te vertragen signaal zal dit laatste gesuperponeerd zijn op het 'dak' van de klok-puls.

Dit kleine signaal moet aan de uitgang van de lijn gescheiden worden van de klok. De twee laatste condensatoren van de keten worden door middel van buffers naar buiten gevoerd. Beide uitgangen worden resistief met elkaar gemengd. Op beide uitgangen is het vertraagde ingangssignaal aanwezig, gesuperponeerd op de klok. Omdat beide klok-signalen echter ten opzichte van elkaar geïnverteerd zijn zal na resistieve menging alleen het inganssignaal overblijven.

De als buffer fungerende MOS-transistoren moeten door middel van een hulpspanning worden ingesteld in het midden van hun lineaire bereik. Dit lineaire bereik is vanwege de verschillen in afknijpspanning tussen de verschillende transistoren zeer klein, meestal niet veel groter dan $1{,}5V_{eff}$.

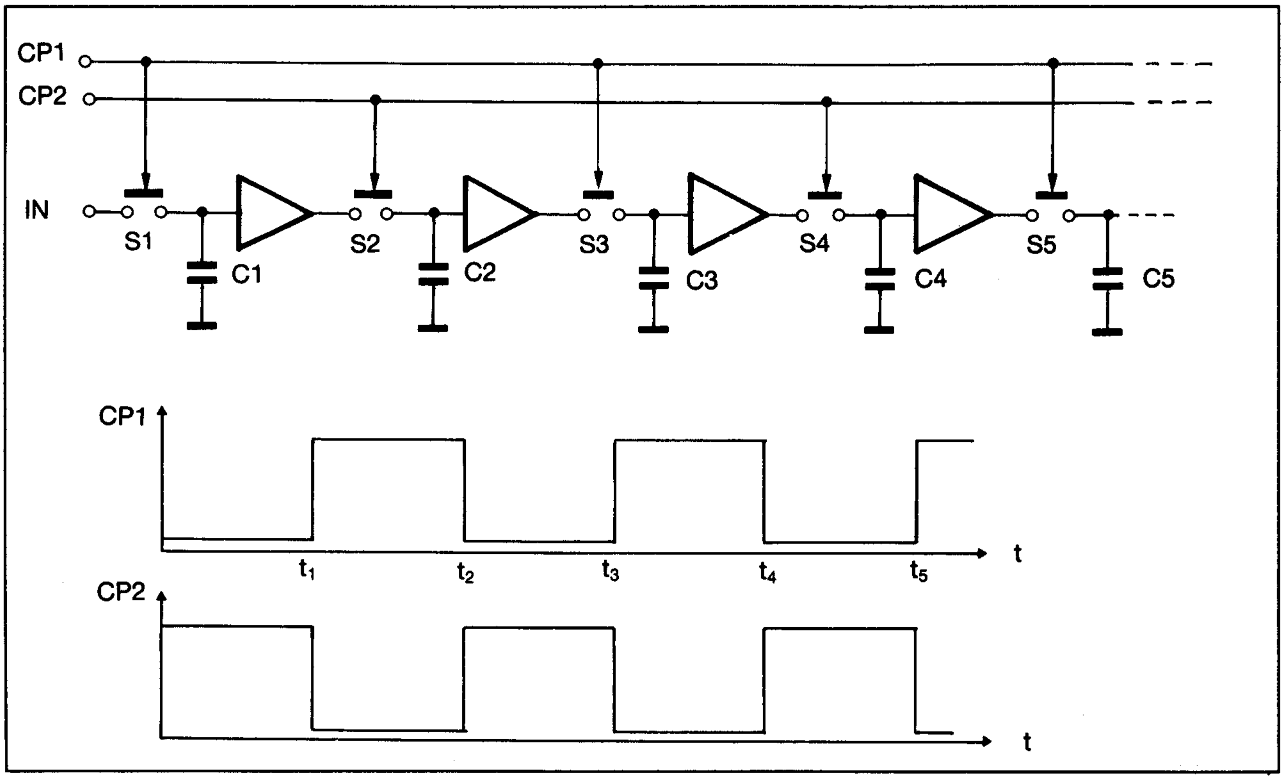
14/4.1

Achtergrond-informatie

Principiële werking

Analoge vertragingslijnen, ook emmertjesgeheugens genoemd, behoren tot de zogenaamde ladingstransport-schakelingen. Bij deze schakelingen worden elektrische lading opgeslagen in condensatoren en door met deze lading te manipuleren kan men verschillende signaalbewerkingen, zoals vertraging of filteringen, uitvoeren.

De fundamentele werking van de analoge vertragingslijn wordt toegelicht aan de hand van het schema van figuur 14/4.1-1. De lijn is samengesteld uit een groot aantal cellen, elk opgebouwd uit een condensator C, een bufferversterker A en een elektronische schakelaar S. De elektronische schakelaars worden gestuurd uit twee klok-leidingen CP1 en CP2, die ten opzichte van elkaar geïnverteerde symmetrische vierkant-signalen voeren.



Figuur 14/4.1-1: Principiële werking van een analoge vertragingslijn.

4.1 Achtergrond-informatie

De even schakelaars worden gesloten als er op de CP2-lijn een positieve puls verschijnt, de oneven als er op de CP1-lijn een identieke puls ontstaat. Door de geïnverteerde kloksignalen zullen dus ofwel alle even ofwel alle oneven schakelaars gelijktijdig gesloten zijn. De ingang van de keten wordt verbonden met een analoog ingang signaal.

Op tijdstip t1 worden alle oneven schakelaars gesloten. De condensator C1 zal via de gesloten schakelaar S1 verbonden worden met de ingangsspanning en de momentele waarde van deze spanning volgen. Omdat verondersteld wordt dat alle overige condensatoren volledig ontladen zijn, heeft het sluiten van de overige oneven schakelaars geen gevolgen.
Op tijdstip t2 openen de oneven schakelaars en worden de even schakelaars gesloten. Condensator C1 wordt losgekoppeld van de ingang en zal de momentele waarde die de ingangsspanning op tijdstip t2 bezit houden. De spanning verschijnt onverzwakt op de uitgang van de bufferversterker A1 en zal via de gesloten schakelaar de condensator C2 tot dezelfde waarde op laden.
Op tijdstip t3 sluiten S1 en S3. De eerste condensator wordt weer verbonden met het ingangssignaal en zal de momentele waarde van deze spanning weer gaan volgen. Condensator C3 wordt via de gesloten schakelaars en de buffer opgeladen tot de spanning over C2.

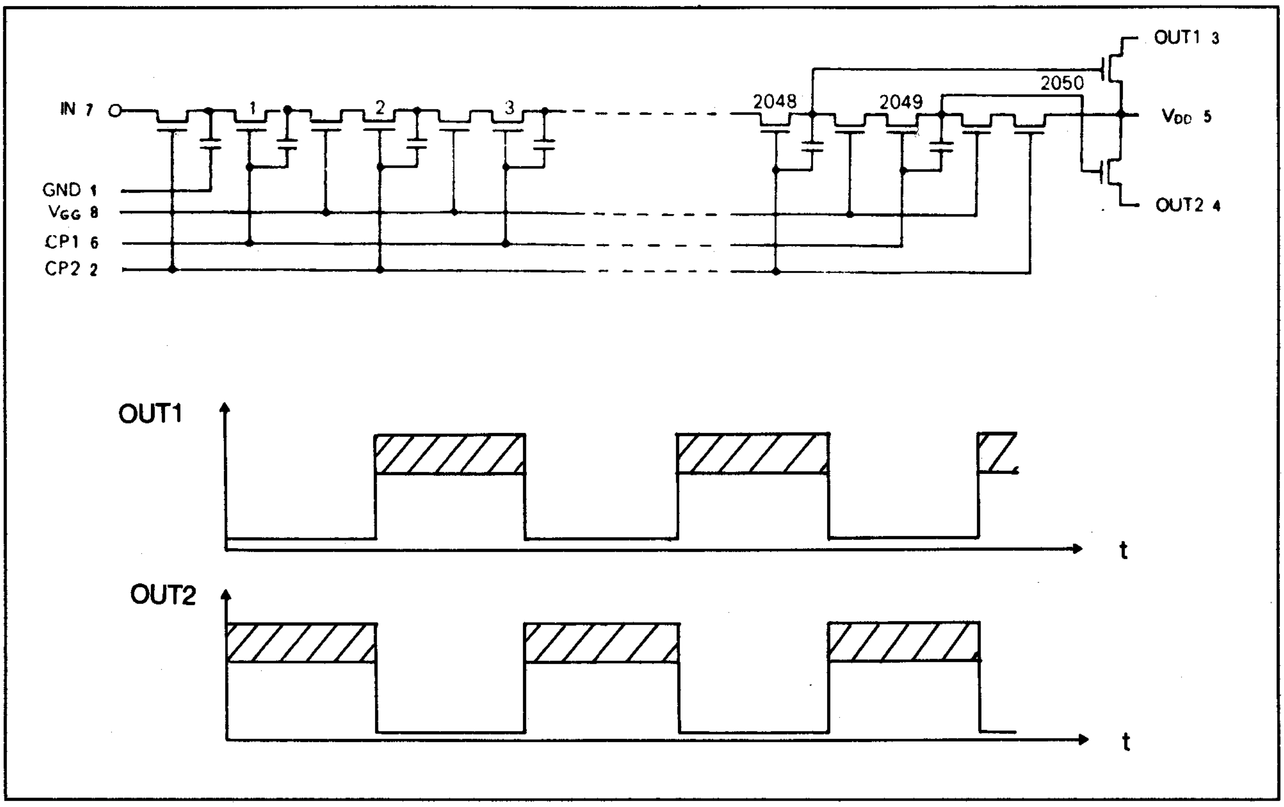
Over C3 ontstaat dus een spanning die twee klokpulsen eerder op de ingang aanwezig was. Men kan stellen dat de momentele waarde van de ingasspanning vertraagd op C3 verschijnt.
Als de keten is opgebouwd uit N condensatoren kan men in het algemeen stellen dat de momentele waarde van de ingangsspanning op tijdstip t1 over deze condensator verschijnt op tijdstip t1 + N . Δt, waarbij Δt staat voor de halve periode van het kloksignaal. Er ontstaat een vertraging tussen het verloop van de spanning op de ingang en het verloop van de spanning op de N-de condensator, waarbij de mate van vertraging afhankelijk is van het aantal cellen N en van de frequentie van het kloksignaal.

Geïntegreerde vertragingslijn
De schakeling van figuur 14/4.1-1 leent zich niet voor integratie in een IC. In de praktijk worden de elektronische schakelaars en de buffer-versterkers uitgevoerd met MOS-transistoren. De condensatoren zijn zeer klein, slechts een fractie van een pF. In figuur 14/4.1-2 is een vereenvoudigde voorstelling getekend van de interne struktuur van een standaard analoge vertragingslijn. De condensatoren zijn, als gevolg van de ter beschikking staande integratie-technieken, aangebracht tussen de gate en de draine van de schakel-FET's. Dit heeft tot gevolg dat deze condensatoren niet alleen door het te bemonsteren ingangssignaal worden opgeladen, maar ook door de klok-puls. Omdat de amplitude van dit signaal vele malen groter is dan de amplitude van het te vertragen signaal zal dit laatste gesuperponeerd zijn op het 'dak' van de klok-puls.

Dit kleine signaal moet aan de uitgang van de lijn gescheiden worden van de klok. De twee laatste condensatoren van de keten worden door middel van buffers naar buiten gevoerd. Beide uitgangen worden resistief met elkaar gemengd. Op beide uitgangen is het vertraagde ingangssignaal aanwezig, gesuperponeerd op de klok. Omdat beide klok-signalen echter ten opzichte van elkaar geïnverteerd zijn zal na resistieve menging alleen het inganssignaal overblijven.

De als buffer fungerende MOS-transistoren moeten door middel van een hulpspanning worden ingesteld in het midden van hun lineaire bereik. Dit lineaire bereik is vanwege de verschillen in afknijpspanning tussen de verschillende transistoren zeer klein, meestal niet veel groter dan 1,5V_{eff}.

4.1 Achtergrond-informatie

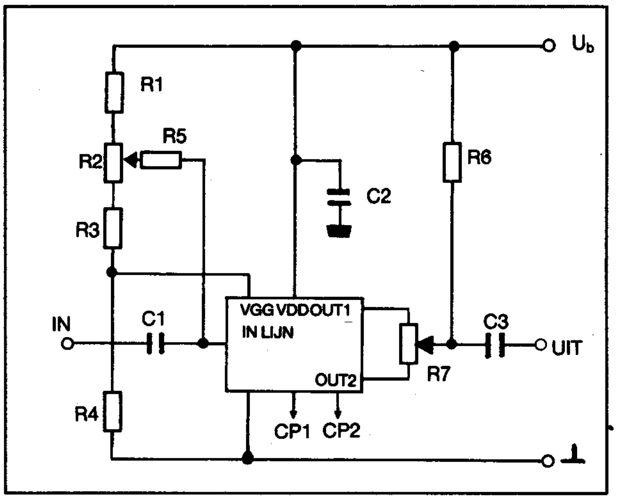


Figuur 14/4.1-2: Basis-schakeling van een geïntegreerd emmertjes-geheugen met balans-uitgangen.

Om nu deze beperkte uitsturingsruimte optimaal te benutten moet de instelspanning U_{GG} door middel van een externe spanningsdeler met instelpotentiometer aan het IC worden aangeboden. Bij sommige typen moet men deze instelspanning echter mengen met het te vertragen ingangssignaal.

Het instellen van een analoge vertragingslijn

In de meeste gevallen wordt een analoge vertragingslijn ingesteld volgens het schema van figuur 14/4.1-3. Aan de ingang is een spanningsdeler tussen de voeding en de massa aanwezig, waarmee de instelspanning U_{GG} wordt opgewekt. Bij het als voorbeeld gebruikte type TDA 1022 wordt een 'groffe' instelling verzorgd door de spanning over R4 aan pen 13 van het IC aan te bieden en de 'fijne' instelling door een uit dezelfde spanningsdeler afkomstig potentiaal met de ingang te mengen (pen 5).



Figuur 14/4.1-3: De basis-afregelingen van een analoge vertragingslijn.

De twee uitgangen van de lijn worden resistief gemengd. Omdat er nogal wat onderlinge verschillen bestaan tussen de diverse cellen van een lijn kan deze resistieve men-

4.1 Achtergrond-informatie

ger niet met vaste weerstanden worden uitgevoerd. De twee uitgangen worden aangesloten op de uiteinden van een instelpotentiometer R7, de loper is de uitgang van de lijn. Verdraait men de loper, dan zal de verhouding van de mengweerstanden worden gewijzigd en men kan deze verhouding zo instellen dat het kloksignaal volledig wordt weggemengd.

De meeste analoge vertragingslijnen hebben twee klok-ingangen waarop men symmetrische en ten opzichte van elkaar geïnverteerde blokspanningen moet aansluiten. Er bestaan echter ook modellen waarbij slechts één klok-ingang aanwezig is en het daarop aangesloten signaal door middel van een interne flip-flop wordt omgezet in twee symmetrische en geïnverteerde uitgangen. Men moet er dan rekening mee houden dat de eigenlijke klok-frequentie gelijk is aan de helft van de frequentie van het externe signaal.

Klokfrequentie en -oscillator

Zoals reeds gezegd wordt de maximale vertragingstijd bepaald door het aantal elementen N waaruit de lijn is samengesteld en door de maximaal toelaatbare waarde van de klok-frequentie.

Emmertjesgeheugens worden aangeboden met 185 tot 4096 cellen, de maximale klokfrequentie verschilt van model tot model maar men kan algemeen 1 MHz als absoluut maximum aanhouden.

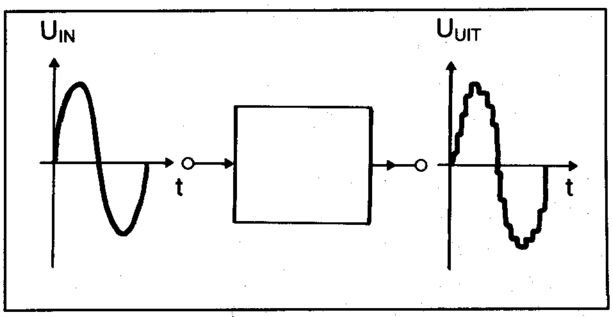
Uit de bespreking van de fundamentele werking van een analoge vertragingslijn kan men afleiden dat voor elke periode van het kloksignaal het monster van het ingangssignaal over twee cellen wordt getransporteerd. Bij de positieve syclus van het ene kloksignaal van cel 1 naar cel 2, bij de positieve syclus van het andere klok-signaal van cel 2 naar cel 3. Beide positieve syclussen vormen één periode van de klok.

De maximale vertragingstijd kan bijgevolgd bekend worden met.

$$\Delta t = \frac{N}{2 \cdot f}$$

waarin:
Δt = de totale vertragingstijd;
N = aantal cellen van de lijn;
f = frequentie van het klok-signaal.

De maximale waarde van de klok-frequentie wordt bepaald door de eigenschappen van de vertragingslijn. De minimale waarde wordt voorgeschreven door het zogenaamde algemene sampling theorema. Op het ritme van de klok worden er continu een aantal monsters of samples van het ingangssignaal genomen en van cel naar cel verplaatst. Zelfs bij maximale uitfiltering van het kloksignaal aan de uitgang zal het uitgangssignaal bestaan uit een trapvormig signaal, dat de vorm van het ingangssignaal benadert, zie figuur 14/4.1-4. Het algemeen sampling theorema stelt nu dat er bij een continu sampling-proces minstens twéé monsters voor iedere periode van het ingangssignaal moeten worden genomen om de vorm van dit signaal door middel van filtering te benaderen.



Figuur 14/4.1-4: Het uitgangssignaal is een trapvormige benadering van de ingangsspanning en moet gefilterd worden.

Deze stelling gaat uit van een ideaal procédé en omdat praktische elektronische schakelingen nooit ideaal zijn neemt men als maatstaf dat er minstens drie samples van iedere periode genomen moeten worden.

Wil men dus de totale audio-bandbreedte

4.1 Achtergrond-informatie

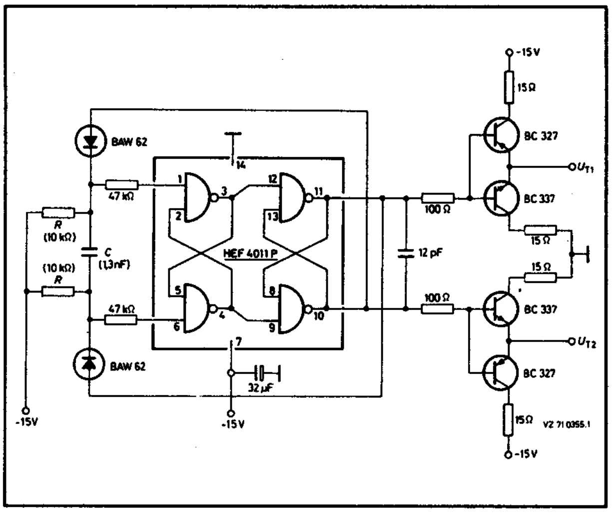
van 20 Hz tot 20 kHz door een analoge vertragingslijn sturen, dan mag de klok-frequentie niet lager worden dan 60 kHz.
Zelfs bij een uit 4096 cellen samengestelde lijn wordt de maximale vertragingstijd dan slechts:

$$\Delta t = \frac{4096}{2 \,.\, 60\, kHz} = 34\, ms$$

Omdat dit in de meeste gevallen onvoldoende is voor het verkrijgen van de gewenste effecten zal men een compromis moeten sluiten en genoegen nemen met een beperkte bandbreedte.

Aan de klok-oscillator worden tamelijk hoge eisen gesteld. De schakeling moet een symmetrische blokspanning leveren, die bovendien behoorlijk capacitief belast moet kunnen worden zonder dat de stijg- en daaltijden van het signaal worden aangetast. In de meeste gevallen wordt dan ook uitgegaan van een flip-flop om ervan verzekerd te zijn dat de uitgang volmaakt symmetrisch is. De twee uitgangen van de flip-flop worden afgesloten met laagimpedante buffers, die het signaal met behulp van elektronische schakelaars met de massa of met de voeding verbinden.

Figuur 14/4.1-5 geeft een voorbeeld van een universeel bruikbare schakeling. De vier poorten van de CMOS schakeling CD 4011 B vormen een zelfoscillerende bistabiele oscillator. De frequentie wordt bepaald door de waarde van de condensator C en de twee weerstanden R, die even groot moeten zijn. Door het variëren van de waarde van C tussen 30 pF en 8,4 nF kan men het frequentiebereik tussen 5 en 500 kHz bestrijken. De uitgangen van de flip-flop worden aangesloten op twee identieke complementaire buffers. Door het afwisselend geleiden en sperren van de complementaire transistoren zal de uitgang ofwel met de voeding ofwel met de massa worden doorverbonden. Deze buffers kunnen, zelfs bij maximale capacitieve



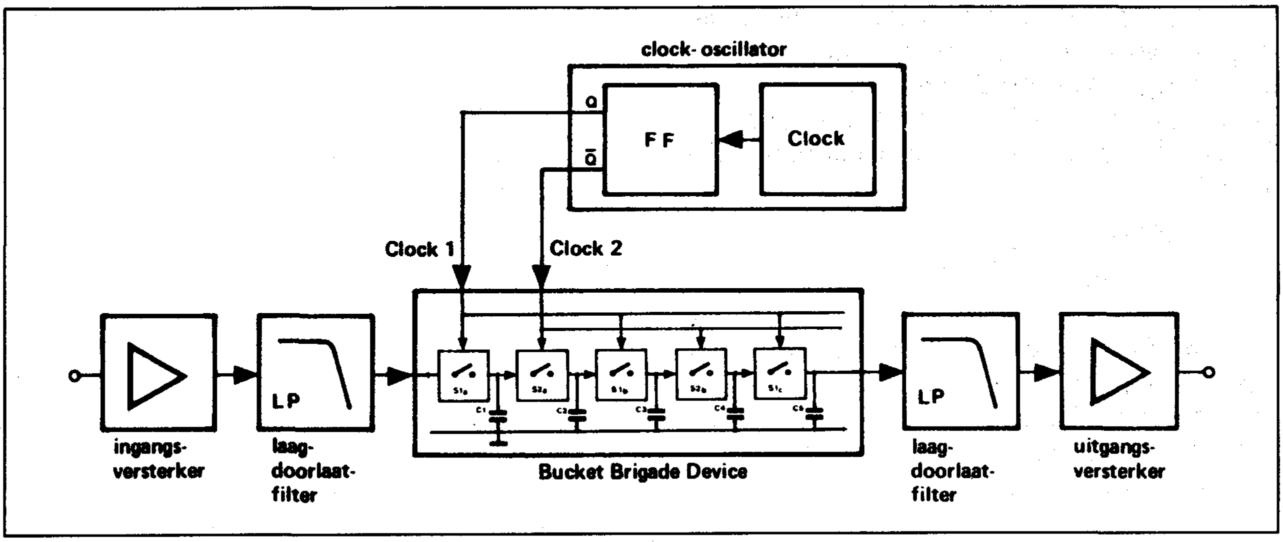
Figuur 14/4.1-5: Algemeen bruikbaar schema voor het genereren van de twee ten opzichte van elkaar geïnverteerde klok-signalen CP1 en CP2, geschikt voor delay's die ui een negatieve spanning worden gevoed.

belasting door een uit 4096 cellen samengestelde vertragingslijn, pulsen afgeven met een maximale stijg- en daaltijd van 100 ns.

Ingangs- en uitgangsfiltering
Het bemonsteren van het ingangssignaal kan vergeleken worden met een modulatieproces. De klokfrequentie wordt met het ingangssignaal gemoduleerd en men kan dan ook de algemeen geldende modulatie-theorieën toepassen. Een van deze stellingen zegt dat er bij het moduleren van twee signalen steeds twee zijbanden ontstaan, met frequenties die gelijk zijn aan de verschil- en somwaarden van de frequenties van de modulerende signalen.
Men moet er voor zorgen dat de frequenties van deze zijbanden niet in het hoorbare gebied van het frequentie-spectrum terecht komen.

Een voorbeeld.
Stel dat men op de ingang van de vertragingslijn een sinusvormig signaal met een frequentie van 10 kHz aanlegt en dat men sampled met een klok-frequentie van 15 kHz. De zijbanden die als gevolg van deze

4.1 Achtergrond-informatie



Figuur 14/4.1-6: Het algemene schema van een analoge vertraginsschakeling met in- en uitgangs-filtering.

modulatie ontstaan hebben frequenties van:
$\Delta f_+ = 10\ kHz + 15\ kHz = 25\ kHz$
$\Delta f_- = 15\ kHz - 10\ kHz = 5\ kHz$
De verschilfrequentie ligt in het hoorbare gebied en veroorzaakt een zeer storend bijgeluid.

Vanwege dit verschijnsel is het noodzakelijk de bandbreedte van het ingangssignaal te beperken tot 1/3 van de minimale klok-frequentie. Men moet dus tussen de ingang van de schakeling en de signaalingang van de vertragingslijn een laagdoorlaatfilter opnemen, dat men anti-aliasing filter noemt en de brandbreedte van het signaal zo scherp mogelijk tot 1/3 van de minimale klok-frequentie begrenst. Vaak worden vierde-orde filters toegepast!

Zoals reeds gezegd vormt de uitgangsspanning van de lijn een stapsgewijze benadering van de ingangsspanning. Bovendien zijn in de meeste gevallen restanten van het kloksignaal aanwezig. Om de stapvormige uitgangsspanning om te zetten in een benadering van de vorm van het ingangssignaal en om deze klok-restanten uit te filteren moet de vertragingslijn worden afgesloten met een tweede laagdoorlaatfilter, waaraan men meestal dezelfde afsnij-frequentie toekent als aan het ingangsfilter. Hoe scherper dit filter afsnijdt, hoe beter de kwaliteit van het vertraagde uitgangssignaal en vandaar dat men adviseert het uitgangsfilter ook minstens als vierde orde filter uit te voeren. Dit filter heeft immers ook als taak de door de modulatie ontstane verschil-signalen te onderdrukken.

Het algemene blokschema van een analoge vertragingsschakeling met emmertjesgeheugen is getekend in figuur 14/4.1-6 en bestaat uit ingangsversterker,ingangsfilter, vertragingslijn, uitgangsfilter, uitgangsversterker en klok-oscillator.

Het gebruik van companders bij analoge vertragingslijnen
Zoals reeds gezegd heeft een analoge vertragingslijn een zeer beperkte uitsturingsruimte. Oversturen van de lijn leidt niet alleen tot grote signaalvervormingen maar kan zelfs tot gevolg hebben dat de lijn 'blokkeert' en eerst na het uitschakelen van de voedingsspanning weer bereid is normaal te functioneren. In principe zou men deze situatie kunnen vermijden door in de ingang eenvoudige diode-begrenzers op te nemen.

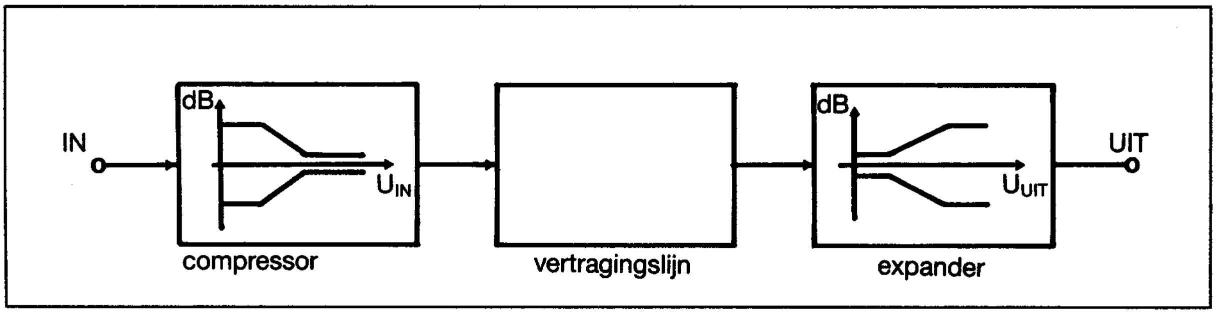
Een analoge vertragingslijn produceert ech-

ter veel ruis. Deze ruis ontstaat door de niet ideale eigenschappen van de sampling-condensatoren. Deze hebben een grote lek, de lading inter,offHet is logisch dat dit verschijnsel toeneemt naarmate de frequentie van het klok-signaal daalt. Hoe trager de klok, hoe langer de lektijd en hoe groter de verliezen. De ruis is zeer breedbandig en heeft hele harmonischen in het hoorbare gebied.
Deze ruis is met het aan de uitgang noodzakelijke laagdoorlaatfilter niet volledig te onderdrukken, hetgeen resulteert in signaalruis verhoudingen van minder dan 50 dB.

Zowel het probleem van de kleine uitsturing als dat van de ruis is in min of meerdere mate op te lossen door het signaal eerst te comprimeren en na vertraging te expanderen.

Bij de compressie worden kleine ingangssignalen ongemoeid doorgekoppeld en grote pieken verzwakt. Door deze bewerking neemt het uitsturingsbereik van de vertragingslijn toe.
De expansie na de vertraging zal een toename van de signaal-ruis verhouding tot gevolg hebben omdat de kleine ruissignalen zonder extra bewerking door de expander gaan en de hogere signaal-amplitudes extra worden versterkt.

De schematische voorstelling van een analoge vertragingslijn met compander is getekend in figuur 14/4.1-7.



Figuur 14/4.1-7: Een emmertjes-geheugen wordt opgenomen tussen de twee helften van een compander om het dynamisch bereik te vergroten en de signaal-ruis verhouding te verbeteren.

4.1 Achtergrond-informatie

14/4.2

Type-beschrijving

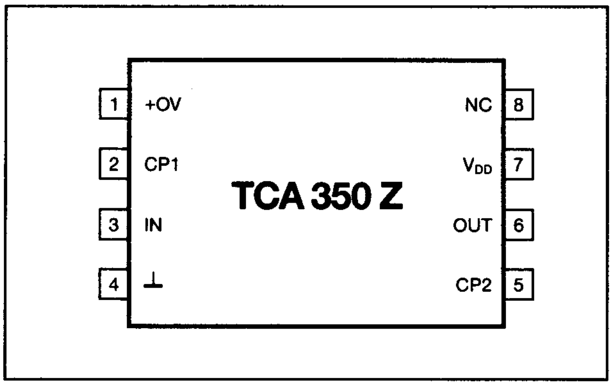
TCA 350 Z

1 x 185 cellen

Enkelvoudige analoge vertragingslijn met 185 in serie geschakelde FET's en sample-condensatoren, voor een maximale klok-frequentie van 250 kHz en symmetrische klok-ingangen.
Verouderd type.

Technische gegevens

- fabrikant: ITT
- behuizing: DIL-8
- aansluitgegevens: figuur 14/4.2-1
- intern schema en voorbeeld-schakeling: figuur14/4.2-2
- maximale voedingsspanning: –22 V
- instelspanning pen 1: ongeveer +6 V
- instelling uitgang: 0,5 mA naar het IC
- maximale klok-frequentie: 250 kHz

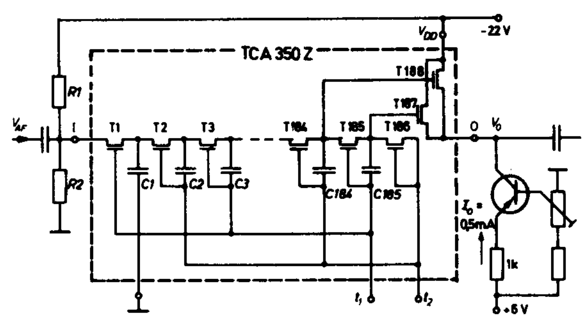


Figuur 14/4.2-1: TCA 350 Z

TDA 1096

2 x 256 cellen

Dubbele analoge vertragingslijn met twee maal 256 cellen voor klok-frequenties tussen 5 en 500 kHz. Ieder segment heeft afzonderlijke symmetrische klok-ingangen en ingebouwde mengweerstanden aan de uitgangen.
Verouderd type.



Figuur 14/4.2-2: Inern schema van de TCA 350 Z.

Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur14/4.2-3
- intern schema: figuur 14/4.2-4
- maximale klok-frequentie: 500 kHz

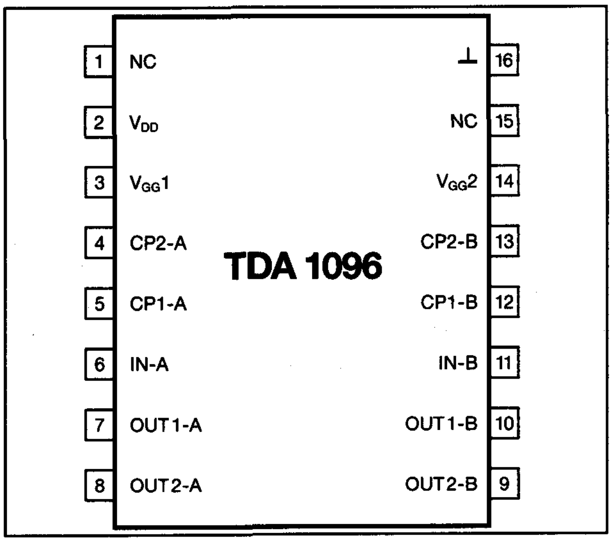
TDA 1022

1 x 512 cellen

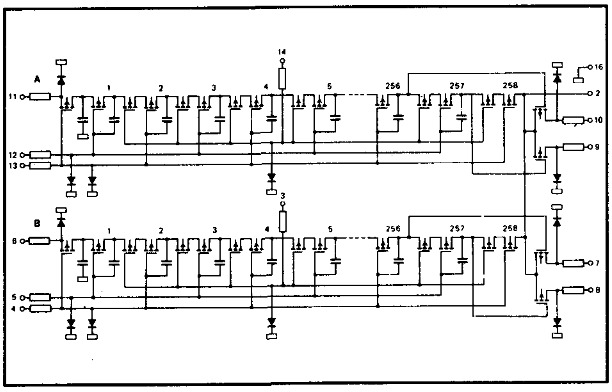
Enkelvoudig uit 512 cellen samengestelde

4.2 Type-beschrijving

vertragingslijn volgens de p-channel technologie geïntegreerd.
Verouderd type.



Figuur 14/4.2-3: TDA 1096.



Figuur 14/4.2-4: Intern schema van de TDA 1096.

Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 14/4.2-5

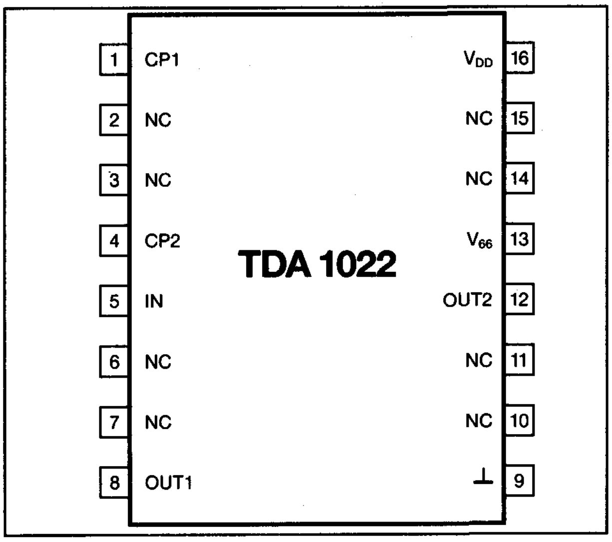
Voorbeeld-schakeling

Figuur 14/4.2-6 geeft een analoge vertragings-schakeling voor signalen tot 15 kHz en met een klok van minimaal 50 kHz.

SAD 512 D

1 x 512 cellen

Enkelvoudige lijn met 512 met n-channel MOSFET's opgebouwde cellen. Het IC heeft een enkelvoudige klok-ingang, die TTL - compatible is en intern wordt omgezet in twee symmetrische signalen met de halve frequentie. Daarnaast is echter ook een sync-ingang aanwezig, die kan worden gebruikt voor het synchroniseren van een aantal in serie geschakelde IC's. Op deze parallel geschakelde ingang wordt een symmetrische blokgolf aangelegd met een amplitude van 5 V. De normale klok-ingang blijft open. Gebruikt men de sync-ingang niet, dan moet deze aansluiting met de massa worden verbonden.



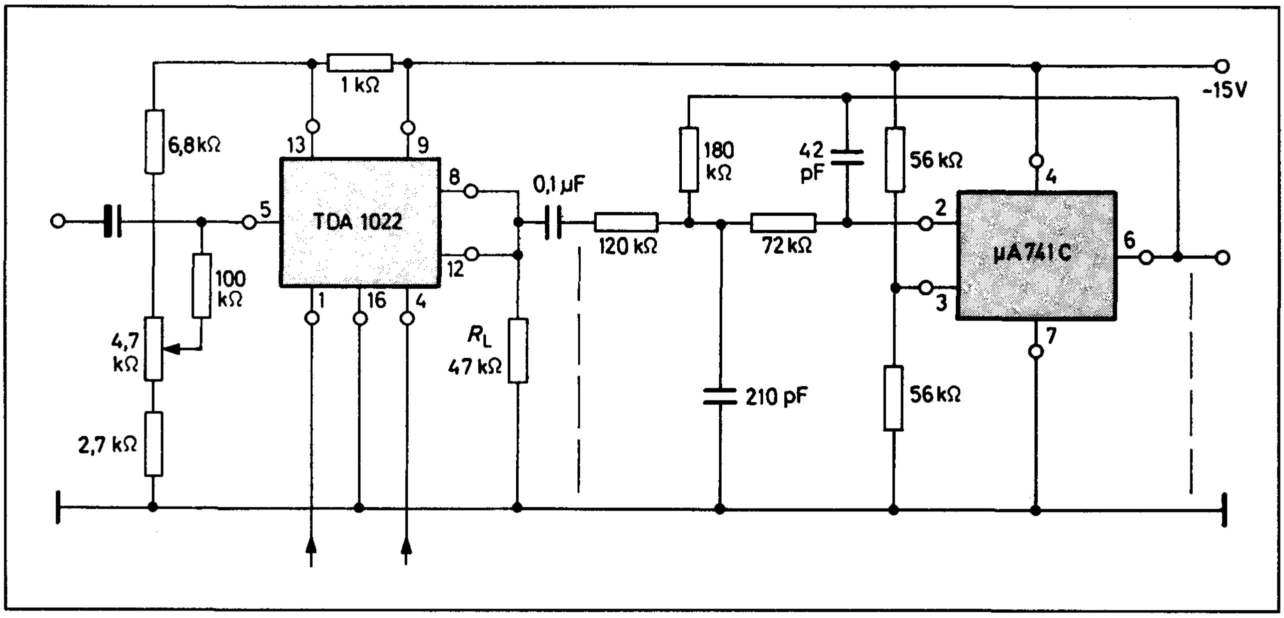
Figuur 14/4.2-5: TDA 1022.

Voor ingangsspanningen met een effectieve waarde van minder dan 500 mV blijft de vervorming onder de 1%. Boven deze drempel neemt de vervorming echter snel toe. Bij gebruikt van een 100 kHz klok-signaal en filters met afsnijfrequentie van 20 kHz bedraagt de signaal-ruis verhouding meer dan 70 dB.

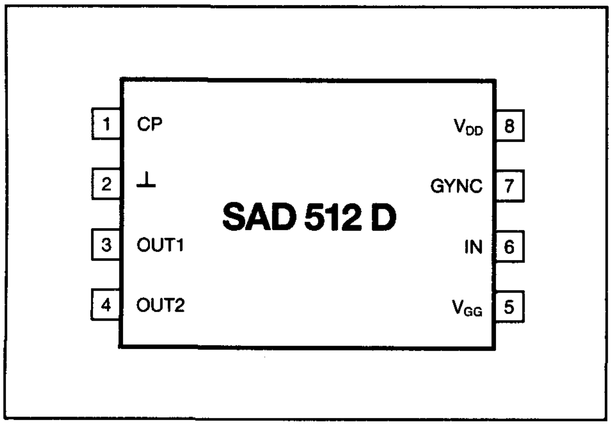
Technische gegevens

- fabrikant: Reticon
- behuizing: DIL-8
- aansluitgegevens: figuur 14/4.2-7
- intern schema: figuur 14/4.2-8
- maximale voedingsspanning V_{DD}: +17 V
- instelspanning V_{GG}: V_{DD} – 1V

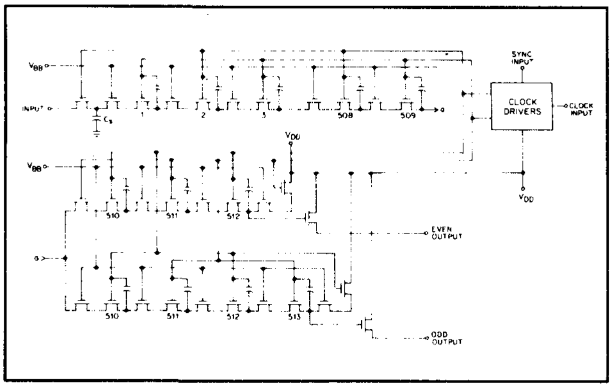
4.2 Type-beschrijving



Figuur 14/4.2-6: Praktische schakeling met de TDA 1022



Figuur 14/4.2-7: SAD 512 D.

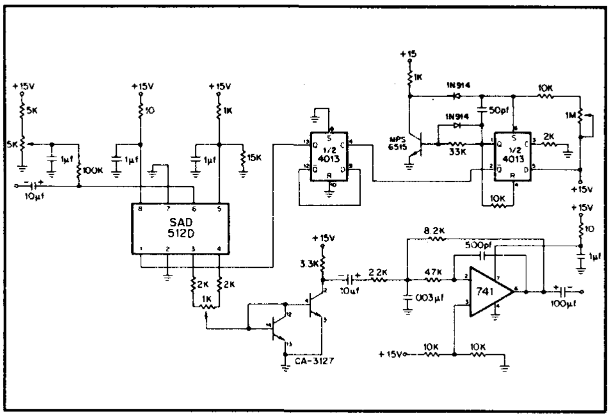


Figuur 14/4.2-8: Intern schema SAD 512 D.

- maximale signaalfrequentie: 300 kHz (–3 dB)
- maximale ingangsspanning: 2 V top-tot-top
- maximale klok-frequentie: 1,5 MHz
- klok-amplitude: +5 V, TTL-compatible
- belasting van de klok-ingang: 8 pF

Voorbeeld-schakeling

Figuur 14/4.2-9 geeft het schema van een SAD 512 D in een analoge nagalm-schakeling. De klok-oscillator is opgebouwd rond een CD 4013 BE type-D flip-flop, de frequentie is met behulp van de potentiometer van 1 MΩ instelbaar tussen 20 en 200 kHz.



Figuur 14/4.2-9: Volledige schakeling van een analoge vertrager met een SAD 512 D.

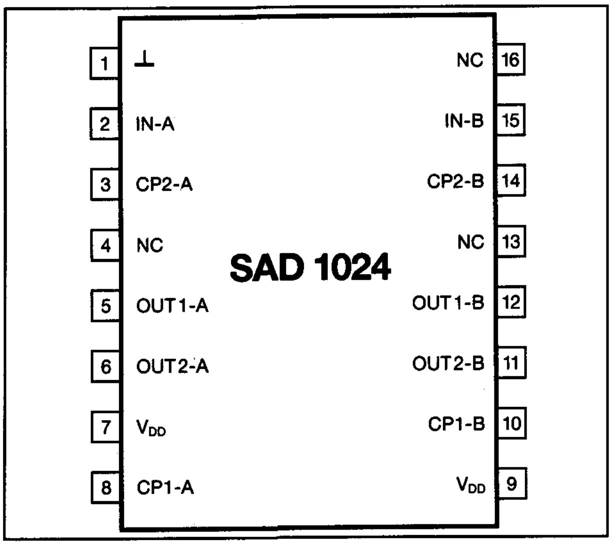
4.2 Type-beschrijving

Het ingangssignaal wordt gemengd met de middels de potentiometer van 5 kΩ af te regelen instelspanning. Het uitgangsfilter heeft een afsnij-frequentie van 25 kHz.

SAD 1024

2 x 512 cellen

Dubbele vertragingslijn met 2 x 512 cellen, die ieder op zich vrij identiek zijn aan de schakeling van de SAD 512 D. De 1024 heeft echter symmetrische klok-ingangen.

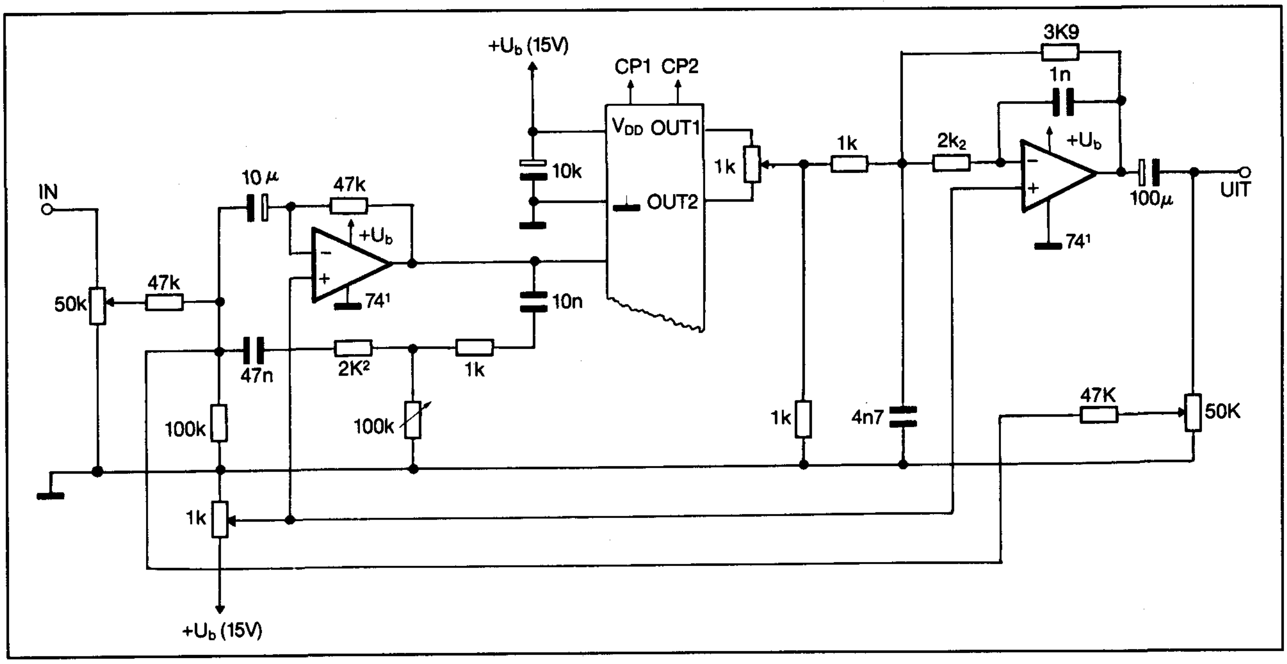


Figuur 14/4.2-10: SAD 1024.

Technische gegevens
- fabrikant: Reticon
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 14/4.2-10
- maximale voedingsspanning: +18 V
- maximale klok-frequentie: 500 kHz
- maximale ingangsspanning: 2 V top-tot-top

Voorbeeld-schakeling

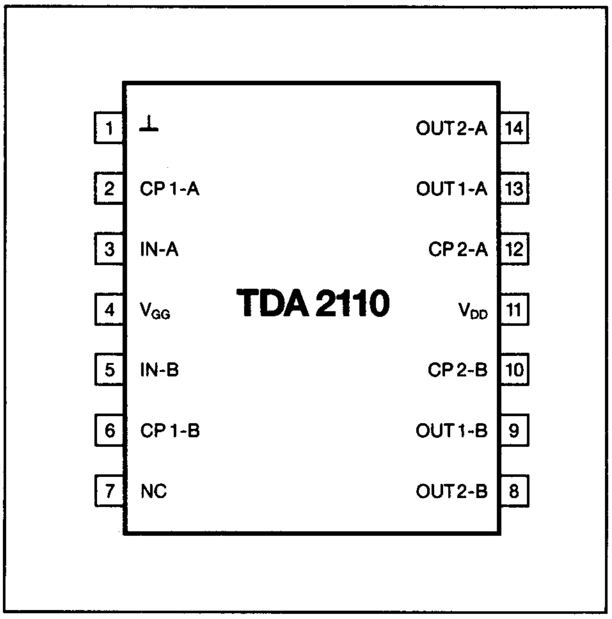
Figuur 14/4.2-11 geeft het schema van een analoge nagalm met teruggekoppelde uitgang. De afsnij-frequentie van het ingangsfilter is instelbaar met de potentiometer van 100 kΩ tussen ongeveer 1 kHz en 20 kHz. De voorinstelling van de vertragingslijn wordt opgewekt door de positieve ingangen van de op-amp's aan een spanning te leggen die instelbaar instelbaar is met de potentiometer van 1 kΩ. Het uitgangsfilter heeft een afsnij-frequentie van 20 kHz. Het uitgangssignaal van de schakeling wordt via de loper van de uitgangspotentiometer van 50 kΩ teruggevoerd naar de ingang, zodat het vertraagde



Figuur 14/4.2-11: Een halve SAD 1024 met in- en uitgangs-filtering en terugekoppelde uitgang.

4.2 Type-beschrijving

signaal weer wordt gemengd met het ingangssignaal en het signaal diverse malen wordt vertraagd.



Figuur 14/4.2-12: TDA 2110.

TDA 2110

2 x 512 cellen

Dubbele vertragingslijn, zowel geschikt voor serie- als voor parallel-bedrijf. In het laatste geval kan men door additieve menging het uitsturings-bereik verdubbelen.

Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-14
- aansluitgegevens: figuur 14/4.2-12
- maximale voedingsspanning V_{DD}: −15 V
- instelspanning V_{GG}: V_{DD} + 1 V
- totale harmonische vervorming: 0,4 % (0,78 V_{eff})
- signaal-ruis verhouding: 85 dB
- maximale ingangsspanning: 1,8 V_{eff}
- maximale signaal-frequentie: 12 kHz (−3 dB)
- verzwakking tussen in- en uitgang: 0 dB
- maximale klok-frequentie: 100 kHz
- belasting van de klok-ingang: 350 pF
- klok-amplitude: V_{DD}

Voorbeeld-schakeling

Figuur 14/4.2-13 geeft een nagalmschakeling met maximale vertragingstijd van ongeveer 10 ms.

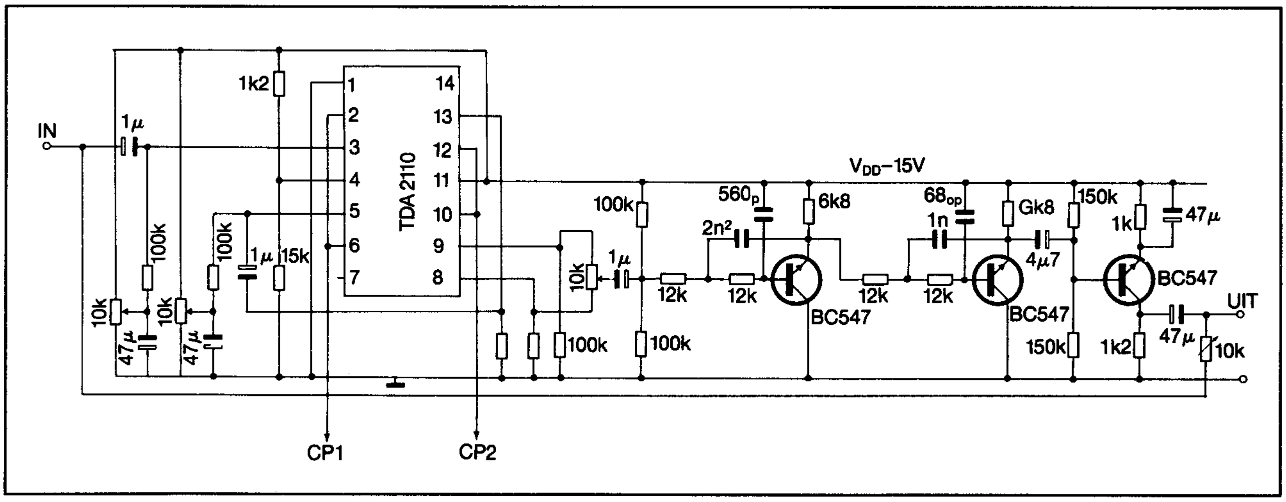
MN 3001

2 x 512 cellen

Analoge vertragingslijn van Matsushita, waarvan behalve aansluit-gegevens geen nadere informatie bekend is.

Technische gegevens

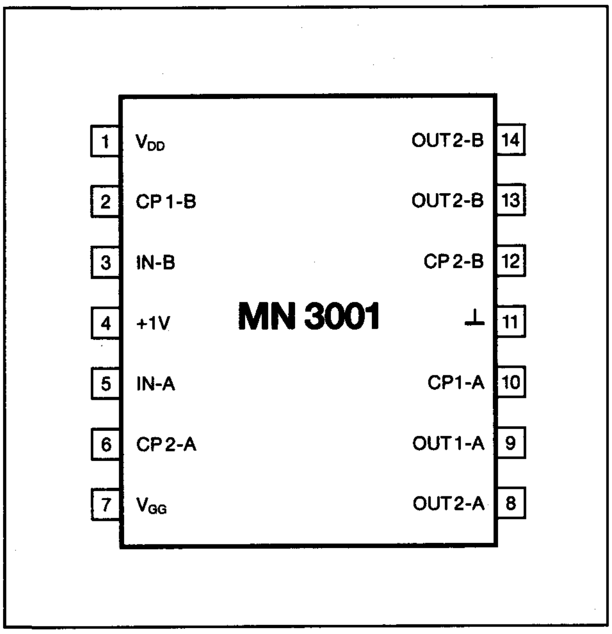
- fabrikant: Matsushita



Figuur 14/4.2-13: Instelling van een TDA 2110 met vierde orde uitgangs-filter en menging van de vertraagde uitgang met de ingang.

4.2 Type-beschrijving

- behuizing: DIL-14
- aansluitgegevens: figuur 14/4.2-14



Figuur 14/4.2-14: MN 3001.

Voorbeeld-schakeling

Figuur 14/4.2-15 geeft de instelling en in- en uitgangsfiltering voor twee parallel geschakelde segmenten.

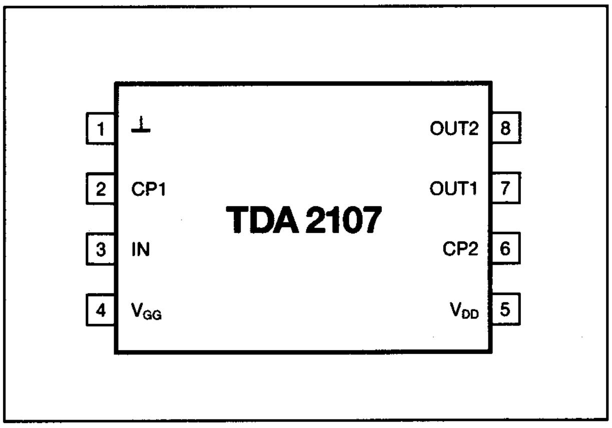
TDA 2107

1 x 1024 cellen

Moderne analoge vertragingslijn in mini-DIL behuizing, geïntegreerd met p-channel tetrode MOS transsitoren en met een verwaarloosbare verzwakking tussen in- en uitgang.

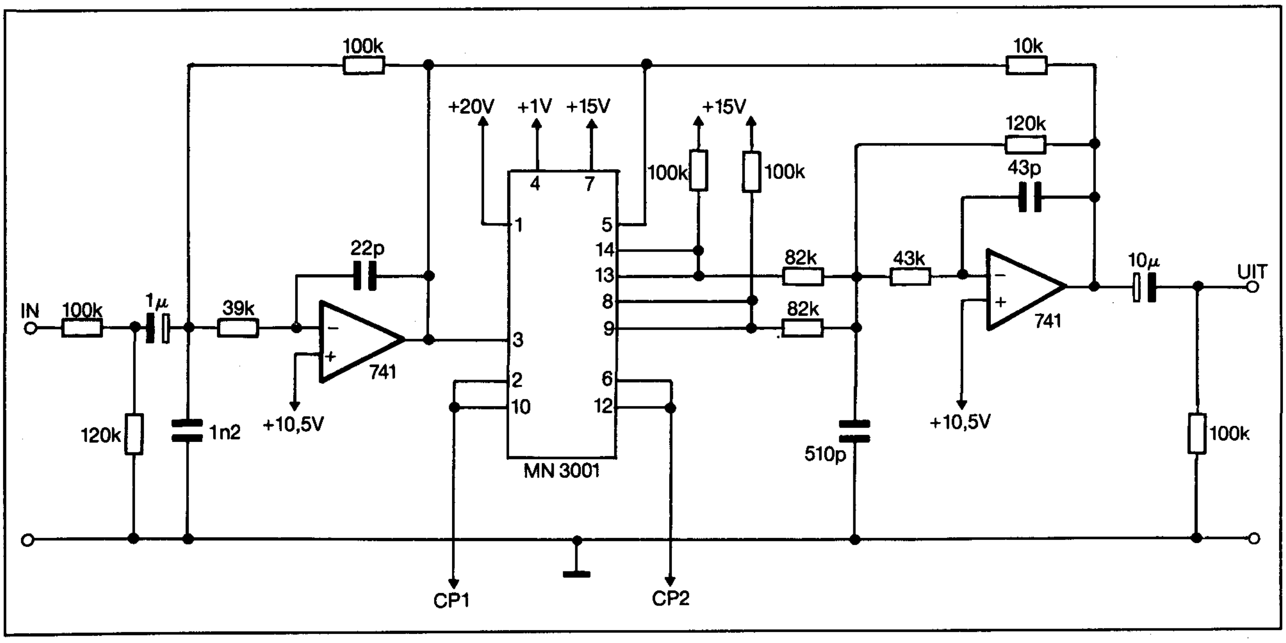
Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-8
- aansluitgegevens: figuur 14/4.2-16



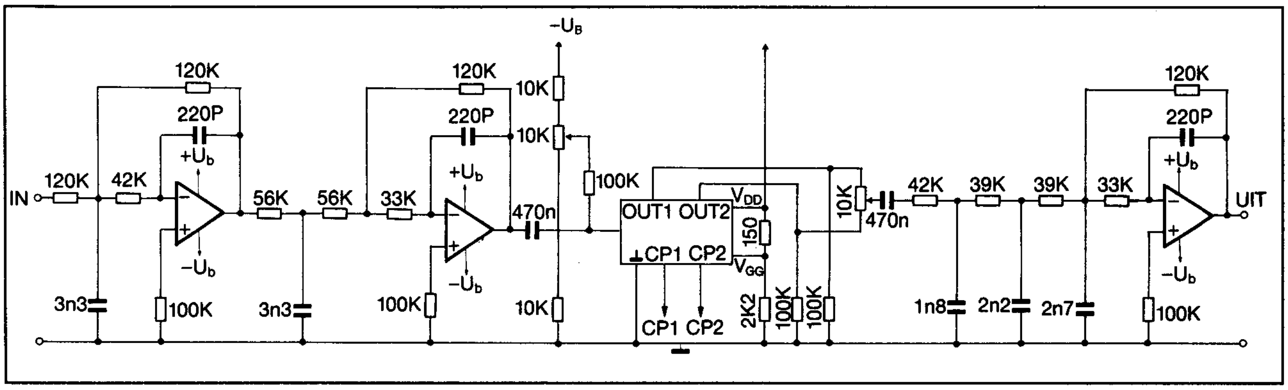
Figuur 14/4.2-16: TDA 2107.

- maximale voedingsspanning V_{DD}: −18 V



Figuur 14/4.2-15: In- en uitgangs-schakelingen van de MN 3001.

4.2 Type-beschrijving



Figuur 14/4.2-17: Algemeen kwalitatief uitstekend schema voor het toepassen bij de analoge vertragingslijnen van de types TDA 2107, TDA 2108 en TDA 2105.

- instelspanning V_{GG}: V_{DD} + 1 V
- maximale signaal-spanning: 1,5 V_{eff}
- maximale signaal-frequentie: 12 kHz
- verzwakking tussen in- en uitgang: 0 dB
- totale harmonische vervorming: 0,5 % (0,79 V_{eff})
- signaal-ruis verhouding: 80 dB
- ruisspanning bij CP = 100 kHz: 0,30 mV_{eff}
- klok-amplitude: V_{DD}
- maximale klok-frequentie: 100 kHz
- belasting van de klok-ingang: 700 pF

Voorbeeld-schakeling

Figuur 14/4.2-17 geeft een nagalm-schakeling met in- en uitgangsfiltering.

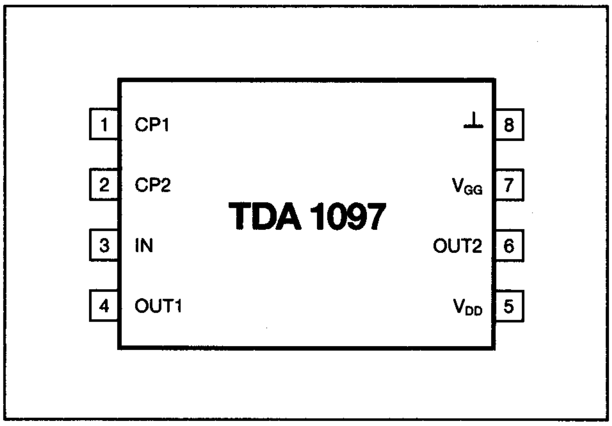
TDA 1097

1 x 1536 cellen

Enkelvoudige met p-channel enhancement MOSFET's opgebouwde vertragingslijn voor klok-frequenties tussen 5 en 100 kHz.
Verouderd type.

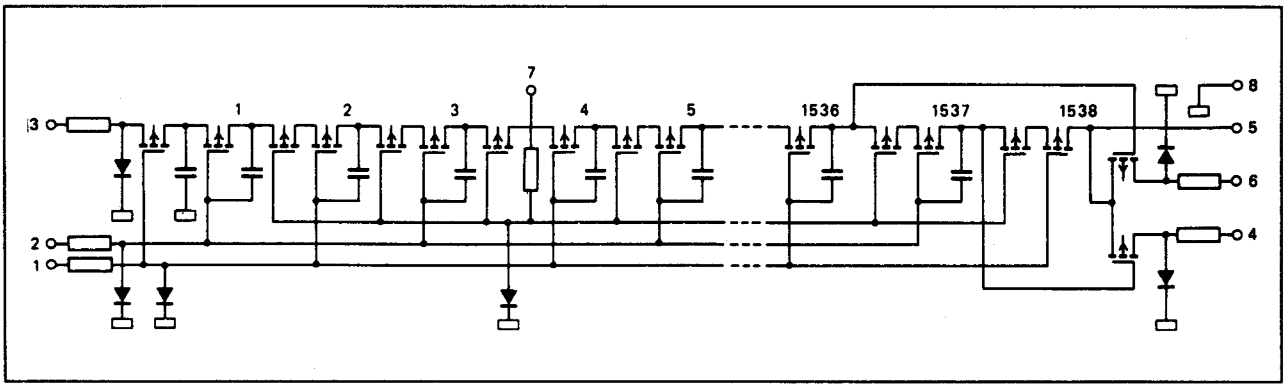
Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-8
- aansluitgegevens: figuur 14/4.2-18



Figuur 14/4.2-18: TDA 1097.

- intern schema: figuur 14/4.2-19



Figuur 14/4.2-19: Intern schema van de TDA 1097

4.2 Type-beschrijving

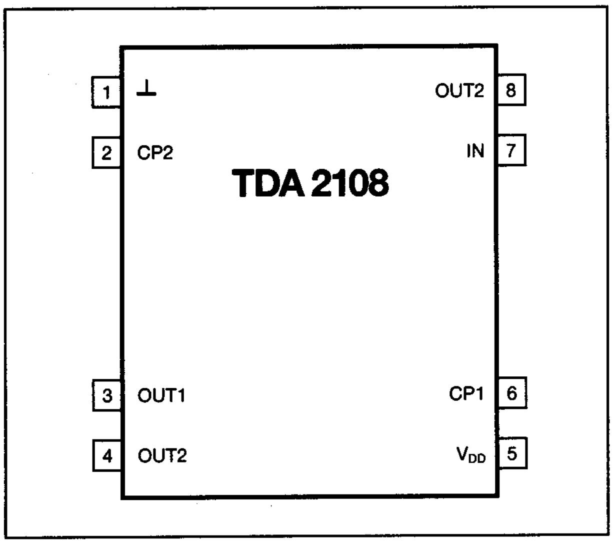
TDA 2108

1 x 2048 cellen

Identiek aan de TDA 2107, maar met verdubbelde capaciteit en eigenzinnige behuizing.

Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-16, speciaal
- aansluitgegevens: figuur 14/4.2-20



Figuur 14/4.2-20: TDA 2108.

- voor de overige gegevens wordt verwezen naar de TDA 2107, enige verschillen zijn een signaal-ruis verhouding van 78 dB en een capacitieve belasting van de klok van 1400 pF.

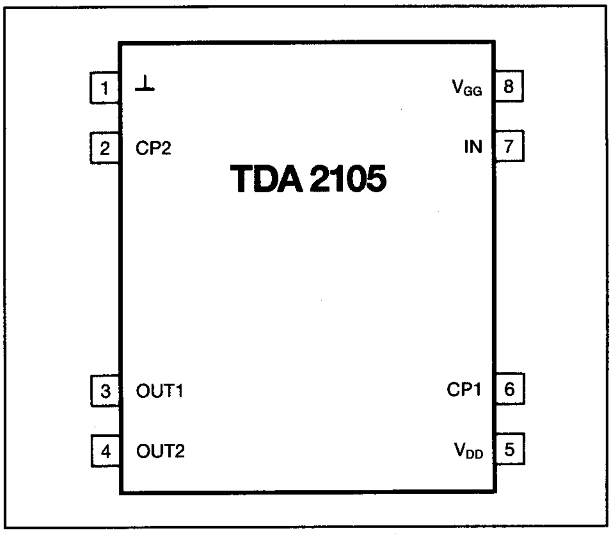
TDA 2105

1 x 4096 cellen

Een vervolgens de TDA 2107 technologie opgebouwde lijn met 4096 cellen.

Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- aansluitgegevens: figuur 14/4.2-21
- voor de overige gegevens wordt verwezen naar de TDA 2107, de enige verschillen zijn een signaal-ruis verhouding van 75 dB een capacitieve belasting van de klok van 2,8 nF en een maximale ingangsspanning van 1,2 V_{eff}.



Figuur 14/4.2-21: TDA 2105.

Voorbeeld-schakeling

Figuur 14/4.2-22 geeft de basis instellingen van de lijn.

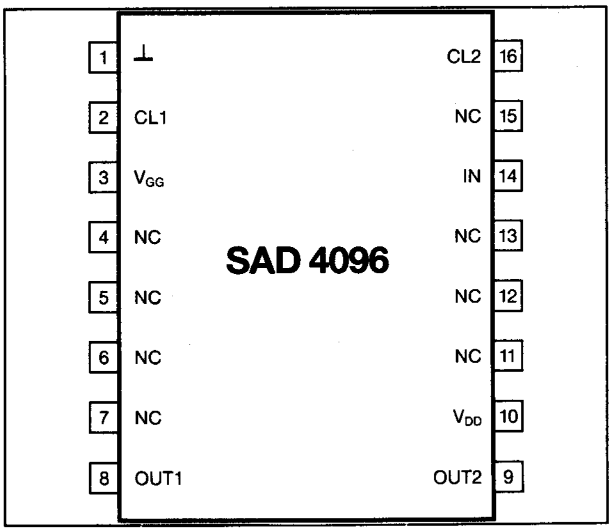
SAD 4096

1 x 4096 cellen

Met n-channel MOSFET's opgebouwde vertragingslijn voor maximale klok-frequentie van 1 MHz en met verzwakking van 0 dB.

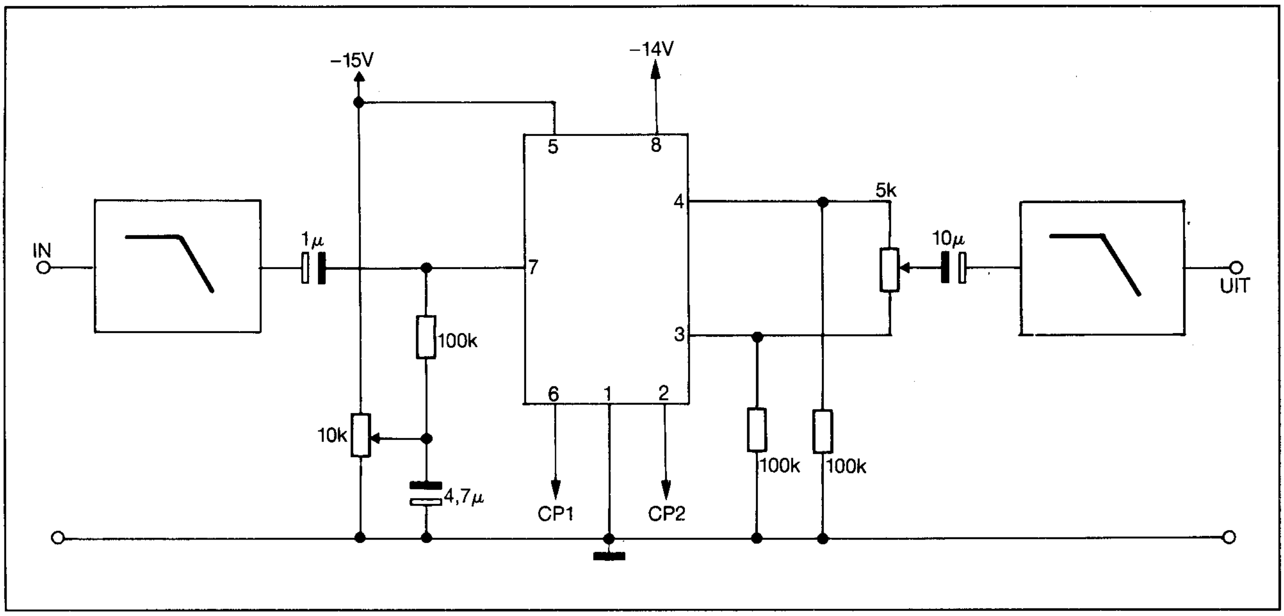
Technische gegevens

- fabrikant: Reticon
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 14/4.2-23



Figuur 14/4.2-23: SAD 4096.

4.2 Type-beschrijving



Figuur 14/4.2-22: Basis-instellingen van de TDA 2105.

- maximale voedingsspanning V_{DD}: 18 V
- instelspanning V_{GG}: V_{DD} – 1 V
- instelspanning op de ingang: 0,3 < < 6 V
- maximale signaal-ingang: 2 V_{ttt}
- signaal-ruis verhouding: 70 dB
- maximale klok-frequentie: 1 MHz
- klok-amplitude: V_{DD}
- capacitieve belasting klok-ingang: 1000 pF

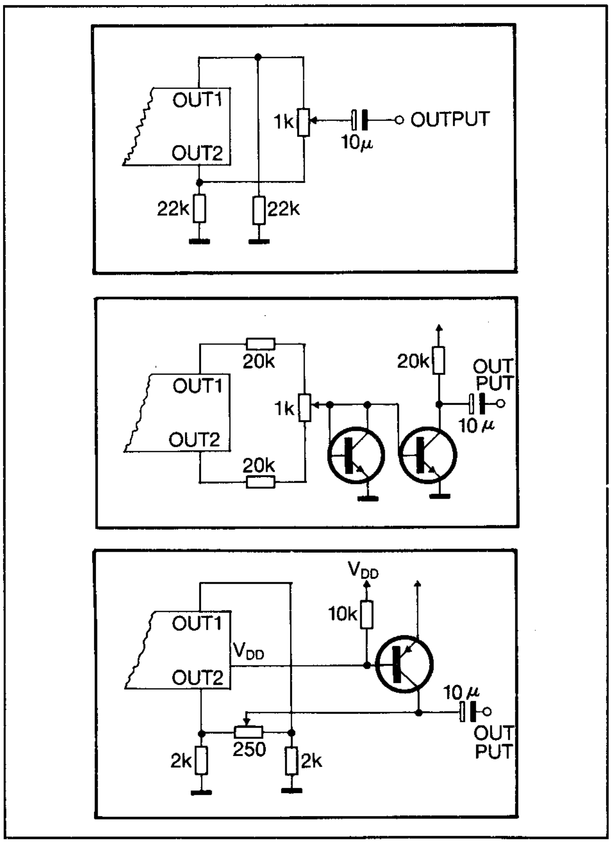
Voorbeeld-schakeling

Figuur 14/4.2-24 geeft enige voorbeelden van geadviseerde uitgangsnetwerken.

TAD 32

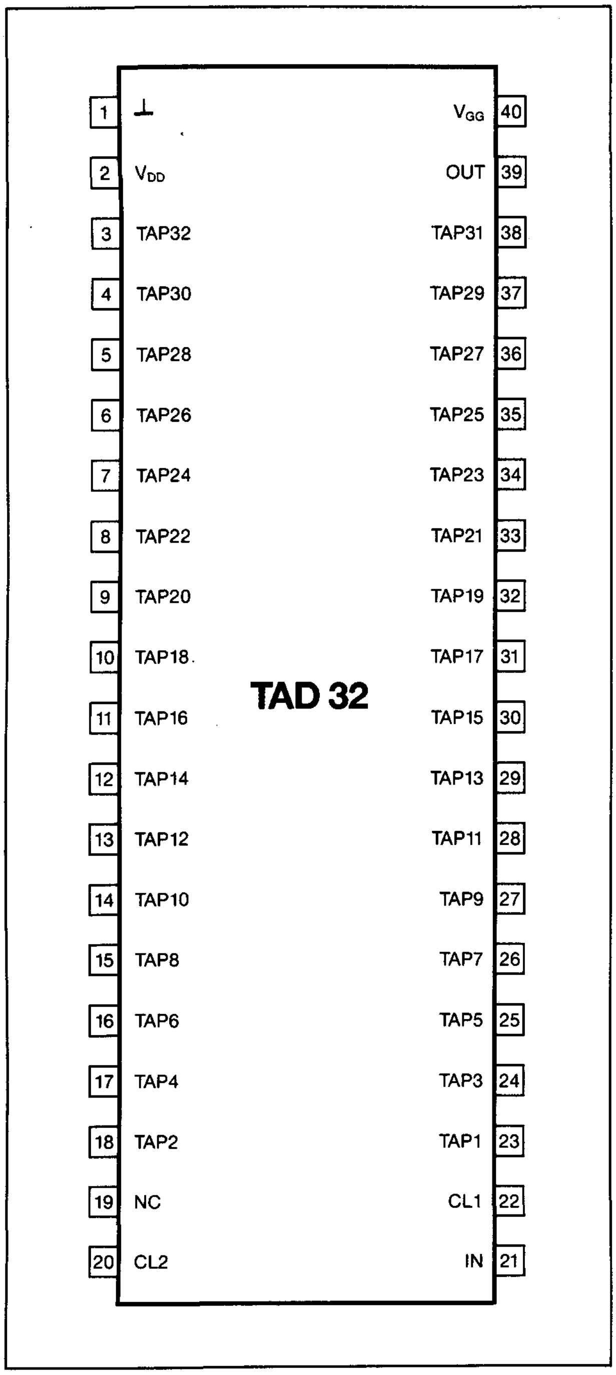
1 x 32 cellen, individueel toegankelijk

N-channel MOS vertragingslijn met 32 individueel toegankelijke cellen, speciaal ontwikkeld voor het realiseren van transversale filters en analoge vertragingslijnen met gemengde vertragingstijden. De ladingen over de condensatoren worden met buffers naar buiten gebracht. Deze buffers zijn geschakeld als laagimpedante source-volgers, waardoor het mogelijk is aan iedere uitgang een bepaalde 'gewogen' weerstand aan te sluiten voor het in bepaalde verhouding mengen van de verschillende vertraagde uitgangen.



Figuur 14/4.2-24: Diverse methoden voor het mengen van de uitgangen bij de SAD 4096.

4.2 Type-beschrijving

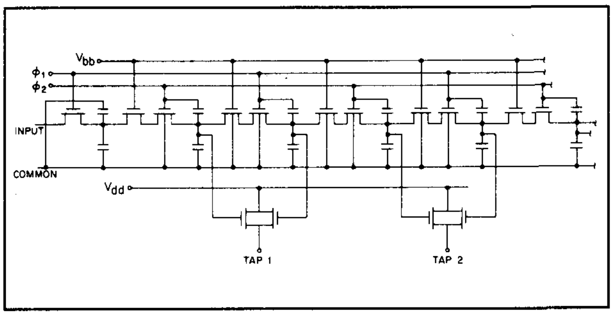


Figuur 4/4.2-25: TAD 32.

Een speciale uitgang (OUT) maakt het mogelijk verschillende identieke schakeling in serie te schakelen.

Technische gegevens

- fabrikant: Reticon
- behuizing DIL-40
- aansluitgegevens: figuur 14/4.2-25
- maximale voedingsspanning V_{DD}: 16 V
- instelspanning V_{GG}: $V_{DD} - 1$ V
- instelspanning op de ingang: 3 V
- gelijkspanning op de tap-uitgangen: 5 V
- ongebruikte tap's: verbinden met V_{DD}
- maximale ingangsspanning: 4 V_{ttt}
- signaal-ruis verhouding: 60 dB
- maximale klok-frequentie: 5 MHz
- klok-amplitude: V_{DD}
- capacitieve belasting klok-ingangen: 5 pF
- intern schema: figuur 14/4.2-26



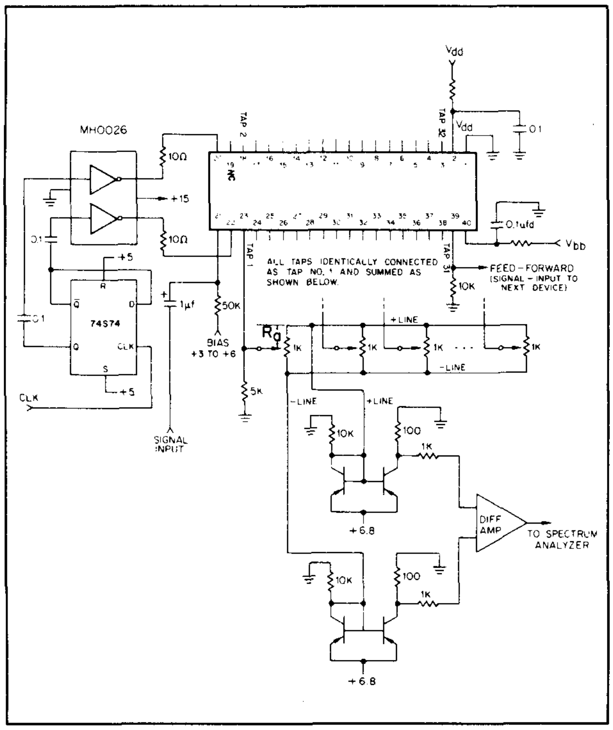
Figuur 14/4.2-26: Intern schema van de TAD 32.

Voorbeeld-schakelingen

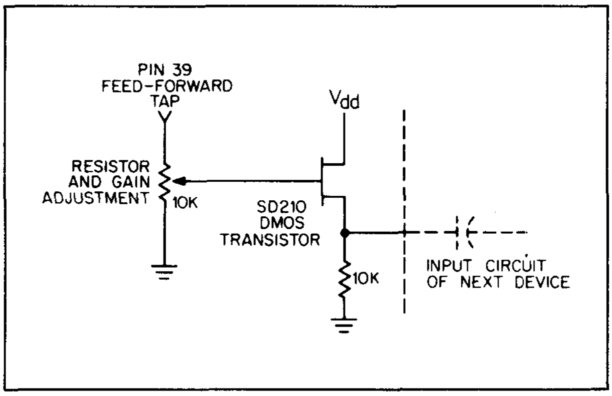
Figuur 14/4.2-27 geeft een voorbeeld van een schakeling waarbij alle tap-uitgangen door middel van potentiometers worden aangesloten op een uitgangs-mengversterker. Deze versterker moet geschakeld worden als verschilversterker, men kan een operationele versterker toepassen in een $U_{uit} = U_{+} - U_{-}$ configuratie. Het ingangskloksignaal wordt door de Schottky TTL flip-flop omgezet in twee symmetrische besturingssignalen met de halve frequentie. Deze signalen worden door de translator MH 0026 (Motorola of National Semiconductors) omgezet in pulsen die zowel wat betreft amplitude als DC-niveau zijn aangepast aan de TAD 32.

Als men verschillende IC's in serie moet schakelen kan men de uitgang van pen 39 van het eerste IC verbinden met ingang pen 21 van het tweede IC. Tussen beide schakelingen moet een buffer opgenomen worden volgens het schema van figuur 14/4.2-28.

4.2 Type-beschrijving



Figuur 14/4.2-27: Basis-toepassing van de TAD 32 waarbij alle uitgangen gemengd worden en het 'gewicht' van iedere uitgang instelbaar is door middel van een potentiometer.



Figuur 14/4.2-28: Bij het serie schakelen van twee TAD 32 schakelingen moet men deze buffer tussen de uitgang en de ingang opnemen.

Met de potentiometer van 10 kΩ kan men de buffer-schakeling afregelen op spanningsversterking gelijk aan 1.

4.2 Type-beschrijving

14/6

Eindversterkers

Inhoud

14/6.5 Type-beschrijving 5 W < P < 10 W

(aanvulling 5)

IBA 810	6 W	4 Ω	40 V
TDA 2611 A	6 W	8 Ω	35 V
TDA 1011	6,5 W	4 Ω	24 V
TDA 1011 A	6,5 W	4 Ω	24 V
TEA 2021	7 W	4 Ω	28 V
LM 383	7 W	4 Ω	40 V
TBA 810 S	7 W	4 Ω	20 V
TBA 810 P	7 W	4 Ω	20 V
LM 2002	8 W	4 Ω	25 V
LM 2002 A	8 W	4 Ω	40 V
TDA 1010 A	9 W	2 Ω	24 V

14/6.6 Type-beschrijving P = 10 W

(aanvulling 6)

TCA 940	10 W	4 Ω	24 V
TCA 940 E	10 W	4 Ω	24 V
CA 2002	10 W	2 Ω	28 V
TDA 2002	10 W	2 Ω	18 V
TDA 2002 A	10 W	2 Ω	18 V
TDA 2003	10 W	2 Ω	40 V
TDA 2006	10 W	4 Ω	30 V

14/6.7 Type-beschrijving P > 10 W

(aanvulling 6)

TDA 1020	12 W	2 Ω	18 V
CA 2004	12 W	4 Ω	28 V
TDA 2006	12 W	4 Ω	30 V
TDA 2010	12 W	4 Ω	32 V
TDA 2030	18 W	4 Ω	32 V
L 149	20 W	4 Ω	40 V
TDA 1111	20 W	4 Ω	30 V
LM 1875	20 W	4 Ω	60 V
TDA 2020	20 W	4 Ω	44 V
TDA 2040	20 W	4 Ω	40 V
TDA 1512	21 W	4 Ω	35 V
TDA 1520	22 W	4 Ω	44 V
TDA 1520 A	22 W	4 Ω	50 V
TDA 1102	25 W	4 Ω	36 V

14/6.8 Type-beschrijving stereo-IC's

(aanvulling 6)

TDA 7050 T	2 x 0,15 W	64 Ω	6 V
U 2431 B	2 x 0,2 W	16 Ω	8 V
U 2432 B	2 x 0,2 W	16 Ω	8 V
LM 1895	2 x 0,3 W	4 Ω	12 V
LM 2895	2 x 0,3 W	4 Ω	18 V
LM 1896	2 x 1 W	4 Ω	12 V
LM 2896	2 x 1 W	4 Ω	18 V
LM 377	2 x 2 W	8 Ω	26 V
LM 1877	2 x 2 W	8 Ω	26 V
TEA 2025	2 x 2,3 W	4 Ω	15 V
TEA 2024	2 x 3,5 W	4 Ω	20 V
LM 378	2 x 4 W	8 Ω	35 V
LM 2877	2 x 4 W	8 Ω	26 V
LM 2878	2 x 5 W	8 Ω	35 V
LM 379	2 x 6 W	8 Ω	35 V
LM 2879	2 x 9 W	8 Ω	35 V
LM 2005	2 x 10 W	2 Ω	18 V
TDA 2009	2 x 10 W	4 Ω	28 V
TDA 1510	2 x 12 W	4 Ω	18 V
TDA 1515	2 x 12 W	2 Ω	18 V

14/6.1

Achtergrond-informatie

Inleiding

Geïntegreerde vermogenversterkers voor het sturen van luidsprekers verschillen in wezen niet zo erg veel van de bekende schakelingen, opgebouwd met discrete onderdelen.
Begrippen als terugkoppeling, compensatie en voedingsspanning-onderdrukking zijn iedere bouwer van LF-versterkers bekend. Toch krijgen deze begrippen een onbekende betekenis als men er mee moet werken op de zwarte blokjes met onbekende inhoud, die geïntegreerde eindversterkers in wezen zijn.

Aan de hand van een praktisch voorbeeld, namelijk het volledig uitgewerkte inwendige schema van de TBA 810, zal in de volgende kopjes een poging worden gewaagd deze begrippen te verduidelijken bij het toepassen ervan op geïntegreerde laagfrequent vermogen versterkers.

Eindtrap

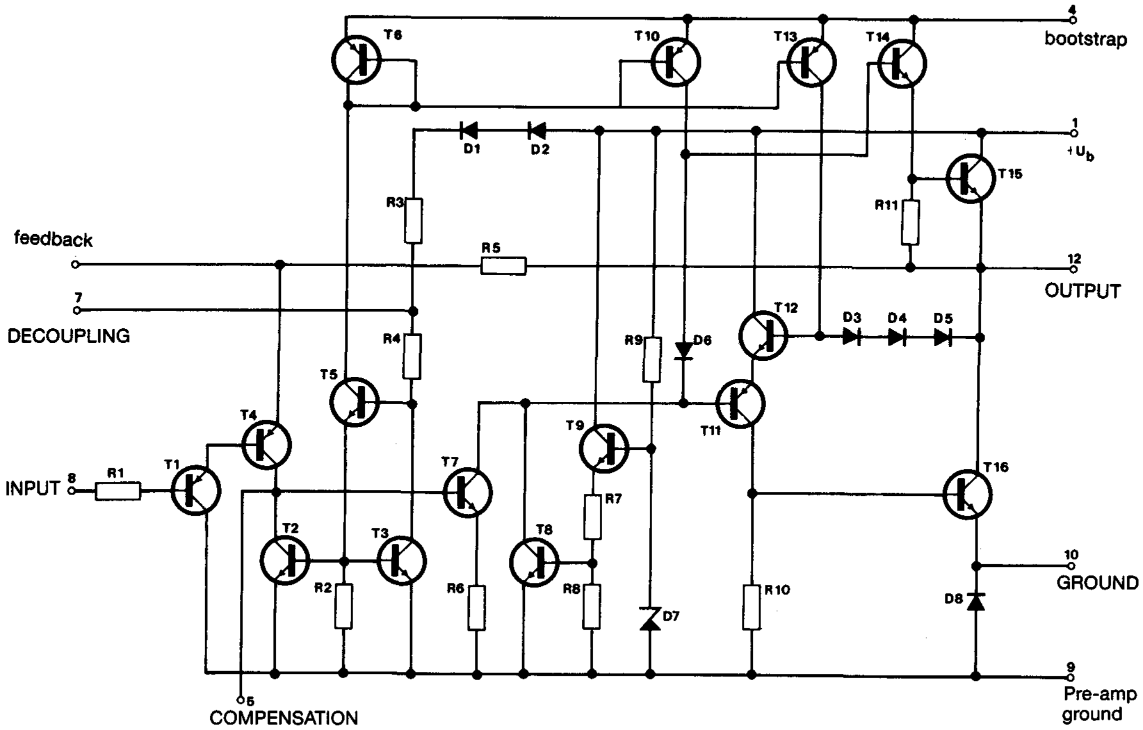
Niemand zal er nog over denken een met discrete onderdelen opgebouwde vermogen versterker uit te rusten met een semi-complementaire eindtrap! Toch hebben de meeste geïntegreerde laagfrequent vermogen versterkers een ouderwetse semi-complementaire staart. Hetgeen al meteen een indikatie is van de kwaliteit die men met dit soort IC's kan bereiken. Goed voor het standaard werk, absoluut ontoereikend voor kwalitatief hoogstaande versterkers. Uitzondering wordt hierbij gemaakt voor sommige van de in paragraaf 14/6.9 te beschrijven hybride-versterkers, die kunnen concurreren met de beste klassiek opgebouwde schakelingen.

Uit het volledige schema van de TBA 810, getekend in figuur 14/6.1-1, kan men afleiden dat de eindtrap is uitgerust met een met NPN-transistoren opgebouwde semi-complementaire structuur. De stroomleverende helft (source) bestaat uit de Darlington T14-T15, de stroomabsorberende helft (sink) is samengesteld uit een nagemaakte PNP-transistor T16-T11.
Beide eenheden worden gestuurd uit de klassiek samengestelde bias-kring: een stroombron T10, diode D6 en stuurtrap T7. De basissen van de twee 'eindtransistoren' zijn respectievelijk met de anode en katode van de diode verbonden. Deze stuurkring wordt extra belast als de temperatuur van de chip boven een bepaalde maximaal toelaatbare waarde stijgt. De kring T8-T9 sluit T7 en daarmee de sturing van de eindtrap kort naar de massa als de basis van T9 door de temperatuurgevoelige zenerdiode D7 wordt gestuurd.

Bootstrapping

Zoals uit het schema blijkt is de collector van de eerste Darlington-transistor T14 niet met de voedingsspanning op pen 1 verbonden, maar wordt deze aangesloten op pen 4, de 'bootstrap'-ingang. Zou men deze transistor uit de $+U_b$ voeden, dan zou de sturing van de eindtrap in de problemen geraken bij maximale positieve uitsturing. Op dit moment zou immers de spanning op de basis van T14 ongeveer gelijk zijn aan de waarde van de voedingsspanning en de Darlington T14-T15 zou nauwelijks spanning overhouden om zichzelf tot tegen verzadiging te sturen. De positieve top van het signaal zou worden afgeplat, om-

6.1 Achtergrond-informatie



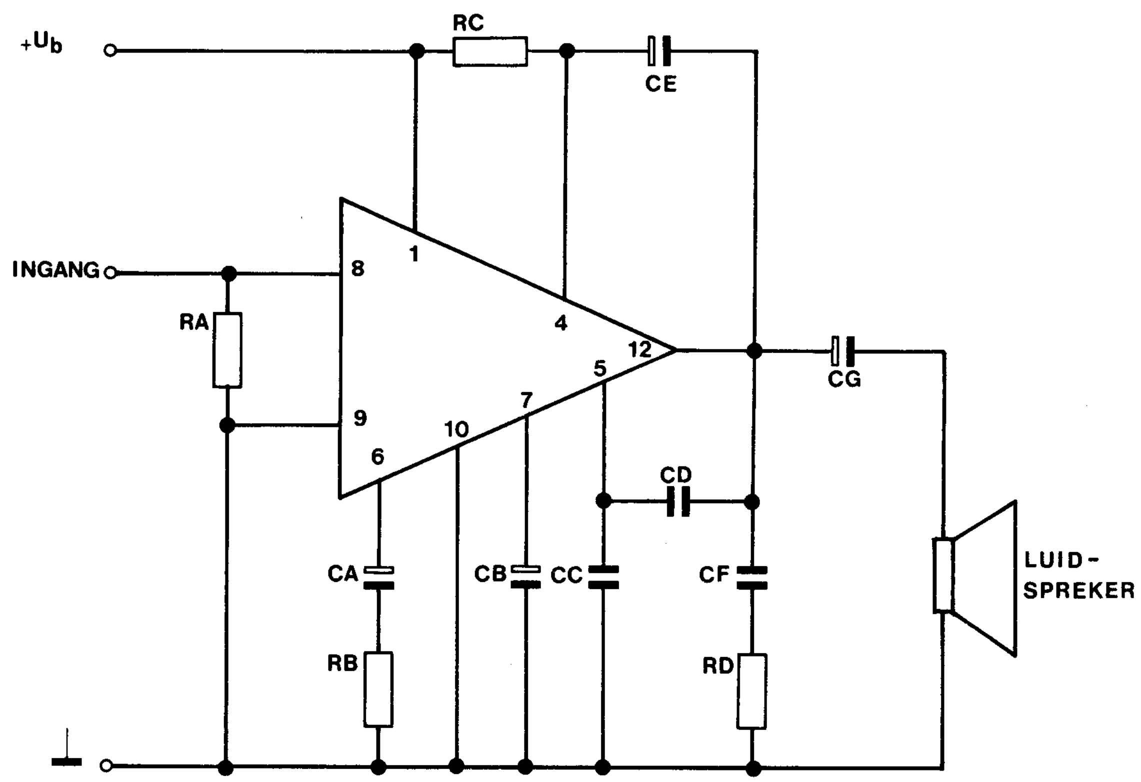
Figuur 14/6.1-1: Volledig uitgewerkt intern schema van de TBA 810.

dat de source-helft van de semi-complementaire eindtrap te weinig spanning zou overhouden om goed te werken.

Dit probleem is op te lossen door te 'bootstrappen'. Zoals uit het praktische schema van figuur 14/6.1-2 blijkt, wordt de bootstrap-ingang pen 4 door middel van een grote elektrolytische condensator C_E verbonden met de uitgang van de versterker op pen 12. Tussen deze bootstrap-pen en de voeding staat bovendien een kleine weerstand R_C. In rust, dus zonder signaal op de ingang, staat de uitgang op de helft van de voedingsspanning. De condensator C_E is dus opgeladen tot de helft van de voedingsspanning. De spanning op de bootstrap-ingang is ongeveer gelijk aan de voedingsspanning op pen 1. Stel nu dat de versterker opeens maximaal positief wordt uitgestuurd. De spanning op de uitgang gaat stijgen en deze spanningsstijging wordt door de grote bootstrap-condensator C_E doorgekoppeld naar de bootstrap-ingang pen 4. De spanning op dit punt gaat dus stijgen en wordt positiever dan de voedingsspanning! De weerstand R_C belet immers dat de lading van de condensator wegvloeit naar de veel grotere elco van de voeding. Naarmate de versterker meer positief wordt uitgestuurd zal de spanning op pen 4 stijgen. Het gevolg is dat de collector van de eerste darlington-transistor veel positiever wordt dat de spanning op de basis en de spanning op de basis en de sturing van de eindtransistor T15 gehandhaafd blijft.

Deze techniek noemt men bootstrapping en de meeste geïntegreerde eindversterkers zijn uitgerust met een extra bootstrap-pin, die men via een grote condensator met de uit-

6.1 Achtergrond-informatie



Figuur 14/6.1-2: Externe schakeling om het schema van figuur 14/6.1-1 tot leven te brengen.

gang van de versterker moet verbinden en via een kleine weerstand met de voeding. Zonder deze voorziening neemt het maximale onvervormde vermogen dat de schakeling kan leveren behoorlijk af.

Ingangs-kring

Er bestaan diverse ingangs-configuraties.
Bij de meest eenvoudig schakelingen bestaat de ingang uit één transistor-trap, waarvan de basis door middel van twee externe weerstanden wordt ingesteld op een bepaalde instel- of bias-spanning. Het nadeel is dat het signaal door middel van een scheidings-condensator aan de ingang van de versterker moet worden aangesloten.
Geïntegreerde eindversterkers van de betere klasse hebben een echte differentiële- of verschil-versterker in de ingang, net zoals operationele versterkers. Deze schakelingen hebben het grote voordeel dat zij tamelijk eenvoudig kunnen worden gebruikt in brugversterkers. Zie de laatste paragraaf van dit hoofdstuk.

De ingang-configuratie van de TBA 810 komt echter het vaakst voor. De ingang is aangesloten op de basis van een PNP-transistor T1, waarvan de collector aan de massa ligt. Het grote voordeel is dat zelfs bij een ingangssignaal van 0 V er stroom door de transistor zal vloeien. Men kan het signaal dus rechtstreeks aan de ingang van de versterker koppelen. De instelling van de versterker wordt bepaald door de mate waarin deze transistor geleidt. De trap wordt via de interne terugkoppel-

weerstand R5 gevoed uit de uitgang en deze terugkoppeling is verantwoordelijk voor de stabilisatie van het instelpunt. Men mag de ingang van dit soort versterkers echter nooit open laten, omdat de instelling dan danig verstoord wordt. De waarde van de externe weerstand R_A, geschakeld tussen de ingang en de massa, is dus zeer belangrijk omdat deze de volledige bias van de schakeling bepaalt.

Feed-back

De versterking wordt intern vastgelegd door de waarde van de weerstand R5. In de meeste gevallen is echter een feed-back ingang aanwezig, waardoor het mogelijk wordt de versterking van de versterker door middel van een externe kring te vergroten. In het schema van figuur 14/6.1-2 bestaat deze kring uit de onderdelen C_A en R_B. De serie-condensator maakt de terugkoppeling onwerkzaam voor gelijkspanningen, zodat alleen de wisselspannings-versterking wordt gewijzigd en er aan de instelling van de schakeling niets verandert.

Decoupling

Bij de meeste schakelingen wordt de voorversterker via een weerstand (R3) uit de voedingsspanning gevoed. Dit maakt het mogelijk de voeding voor de voorversterker extra te ontkoppelen door middel van een externe condensator. In het voorbeeld is dit condensator C_B, die is aangesloten tussen de decoupling-ingang pen 7 en de massa. Deze voorziening wordt bij sommige schakelingen 'ripple rejection' genoemd.

Compensation

De meeste IC's beschikken over een compensation-ingang, waardoor het mogelijk is de doorlaatband extern te beïnvloeden door het aanbrengen van een capacitieve terugkoppeling tussen de uitgang en de ingang. Bij de TBA 810 werkt deze terugkoppeling rechtstreeks in op de basis van de stuur-transistor van de eindtrap (T7). In de meeste gevallen bestaat deze frequentie-afhankelijke terugkoppeling uit twee condensatoren (C_C en C_D) die tussen de uitgang en de massa zijn geschakeld en waarvan het knooppunt naar de compensatie-ingang gaat.
Door deze compensatie kan men de schakeling stabiliseren op wisselstroom-gedrag en oscillaties voorkomen.

Afzonderlijke massa's

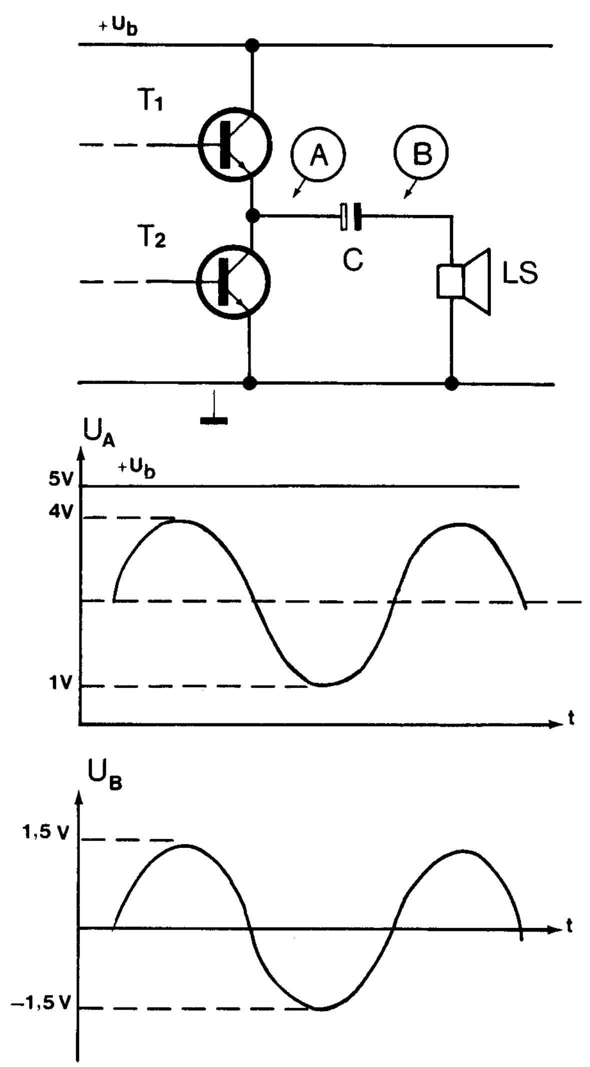
De meeste schakelingen hebben twee massa-aansluitingen: een voor de voorversterker en een voor de eindtrap. Bij de TBA 810 zijn deze twee aansluitingen intern verbonden door middel van een diode (D8). De bedoeling van deze voorziening is te verhinderen dat de sinkstroom, die door de onderste helft van de semi-complementaire eindtrap naar de massa wordt afgevoerd, door de ingangskring vloeit. De diode D8 spert immers voor deze stroom, zodat deze wel via pen 10 terug kan vloeien naar de negatieve pool van de voeding, maar niet via pen 9.
Bij het ontwerpen van printen voor geïntegreerde eindversterkers moet men er goed op letten dat er geen massa-lussen ontstaan door deze twee gescheiden massa's en dat de sink-stroom van de eindtrap niet kan afvloeien vaia de gevoelige voorversterker-schakelingen.

Brugschakelingen

Een groot aantal geïntegreerde eindversterkers is ontworpen voor lage spanningen, bedoeld voor toepassingen in de auto met zijn 13,4 V voeding. Een en ander heeft tot gevolg dat het maximale vermogen beperkt is en dat men met zeer lage luidspreker-impedanties (2 Ω) moet werken om voldoende nuttig vermogen uit de beschikbare spanning af te leiden.
Bij geïntegreerde versterkers die zijn uitgerust met een verschil-versterker in de ingang en dus over twee ingangen beschikken, een positieve en een negatieve, kan men het maximale vermogen aanmerkelijk vergroten door twee identieke IC's in brug te schakelen.

Het principe van de brugschakeling wordt toegelicht aan de hand van de figuren 14/6.1-3 en 14/6.1-4.

6.1 Achtergrond-informatie



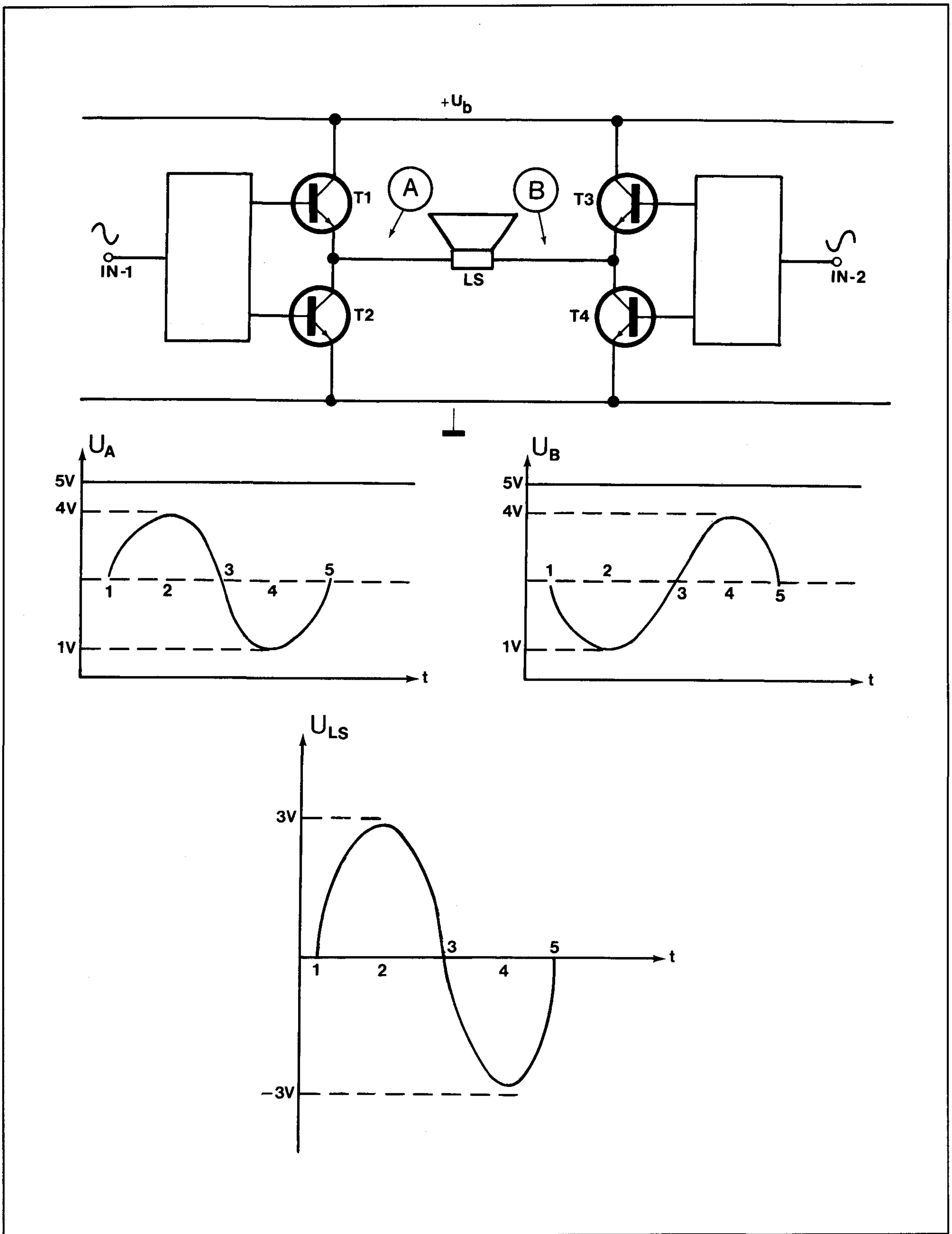
Figuur 14/6.1-3: De maximale wisselspanning over de luidspreker bij enkelvoudige versterker.

In 14/6.1-3 is een enkelvoudige eindtrap getekend. De spanning op punt A kan maximaal gelijk worden aan de voedingsspanning minus de noodzakelijke spanning om de Darlington die de source-stroom levert aan de praat te houden. Bij negatieve sturing zal de spanning om een identieke reden niet lager kunnen worden dan ongeveer 1 V. Het signaal is gesuperponeerd op een gelijkspanning die gelijk is aan ongeveer de helft van de voedingsspanning. Het is dus noodzakelijk de luidspreker via een scheidings-condensator op de uitgang van de versterker aan te sluiten. Deze condensator laat wel de signaal-spanning door, maar spert de instelspanning. Op punt B staat dus een wisselspanning, die van top tot top ongeveer gelijk is aan de voedingsspanning -2 V. De effectieve waarde is redelijk klein, uit een accu van 13,4 V kan men ten hoogste 4 V effectieve signaalspanning afleiden! Het maximale vermogen dat in een luidspreker van 4 Ω gedissipeerd kan worden bedraagt bijgevolg ongeveer 4 W.

Bij de brugschakeling, waarvan het principe is getekend in figuur 14/6.1-4, wordt de luidspreker rechtstreeks verbonden tussen de uitgangen van twee identieke IC's, die echter in tegenfase worden gevoed. In rust bevinden beide uitgangen zich op precies de helft van de voedingsspanning (deze absolute gelijkheid is voorwaarde voor dit soort schakelingen!) en het spanningsverschil over de luidspreker is nul. Als de versterker wordt uitgestuurd zal de spanning op punt A stijgen en de spanning op punt B even veel dalen. Tussen de luidsprekers staat dus een dubbel spanningsverschil en het gevolg is dat de top-tot-top waarde van het signaal over de luidspreker dubbel zo groot is als bij de enkelvoudige schakeling. Ook de effectieve wisselspanning is dus verdubbeld, hetgeen in principe viervoudige vermogens tot gevolg heeft. Men krijgt echter te maken met de stroomcapaciteit van de eindtransistoren in de IC's, waardoor het maximale reële vermogen beperkt blijft tot ongeveer 2,5 de waarde bij enkelvoudig bedrijf.

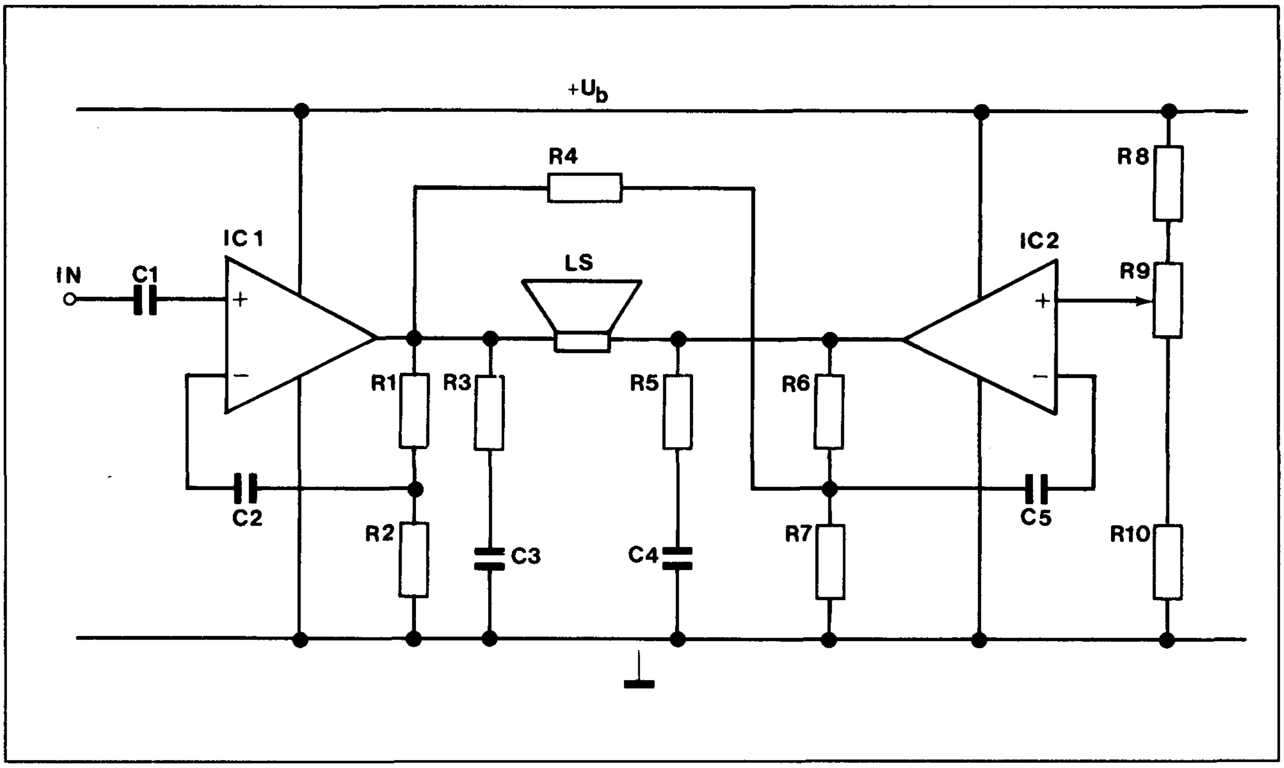
Figuur 14/6.1-5 geeft het praktische schema van een brugversterker met twee geïntegreerde eindversterkers met differentiële ingangen. Het ingangssignaal wordt aangeslo-

6.1 Achtergrond-informatie



Figuur 14/6.1-4: Principe van de brugschakeling van twee identieke versterkers.

6.1 Achtergrond-informatie



Figuur 14/6.1-5: Praktisch schema van een brugversterker.

ten op de positieve ingang van de linkse versterker. Tussen zijn uitgang en de negatieve ingang van de rechter versterker is een netwerk opgenomen, dat er voor zorgt dat de tweede versterker met een even groot signaal gestuurd wordt. De instelpotentiometer R9 is noodzakelijk om de uitgangsspanning op beide versterker-uitgangen in rust aan elkaar gelijk te maken. De geringste afwijking heeft een grote gelijkstroom door de luidspreker en dus de versterkers tot gevolg!

6.1 Achtergrond-informatie

14/6.2

Type-beschrijving P < = 1 W

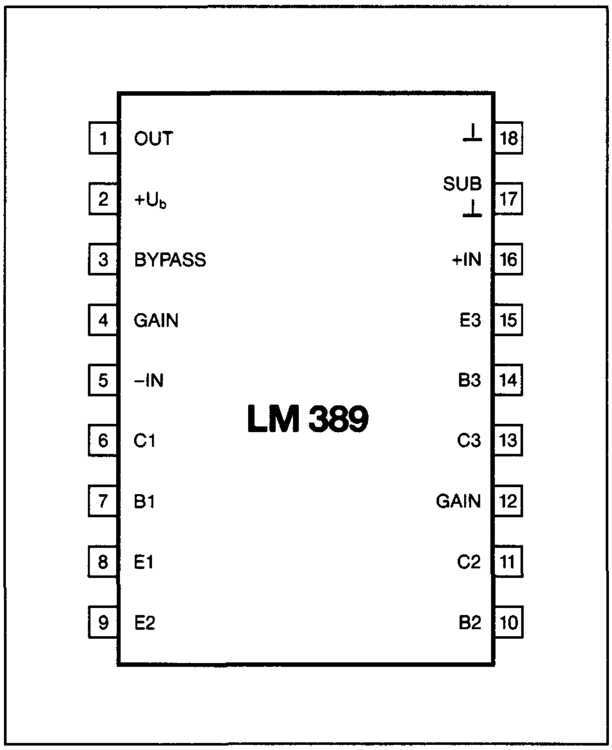
LM 389

0,5 W – 8 Ω – 15 V

Bevat een eindversterker die identiek is aan deze in de LM 386 en drie NPN transistoren, waarvan alle aansluitingen beschikbaar zijn en waarmee men bijvoorbeeld voorversterkers of toonregelingen kan samenstellen. De uitgang van de eindversterker wordt automatisch ingesteld op de helft van de voedingsspanning.

Technische gegevens

- fabrikant: National Semiconductor
- behuizing: DIL-18
- aansluitgegevens: figuur 14/6.2-1
- intern schema: figuur 14/6.2-2
- gegevens versterker
  - voedingsspanning: +15 V max.
+12 V typisch
+ 4 V min.
  - ruststroom: 12 mA
  - versterking: 30 dB max.
  - bandbreedte: 250 kHz
  - ingangsimpedantie: 50 kΩ
  - ingangsstroom: 250 nA
  - vermogen: 0,5 W bij 9 V, d = 10% en 16 Ω
0,3 W bij 6 V, d = 10% en 8 Ω
  - voedings-onderdrukking: 50 dB
- gegevens transistoren
  - C-E spanning: 20 V max.
  - C-B spanning: 40 V max.
  - C-substraat spanning: 40 V max.
  - E-B spanning: 7,1 V max.
  - versterking: 275
  - collectorstroom: 25 mA max.
  - basisstroom: 5 mA max.
  - vermogen: 150 mW max.



Figuur 14/6.2-1: Aansluitgegevens LM 389.

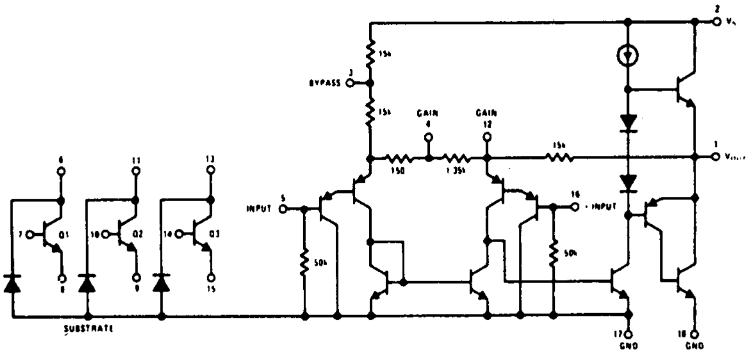
Voorbeeld-schakelingen

– figuur 14/6.2-3:
Totale versterker voor keramische toonopnemer met voorversterker, toonregeling en eindversterker.

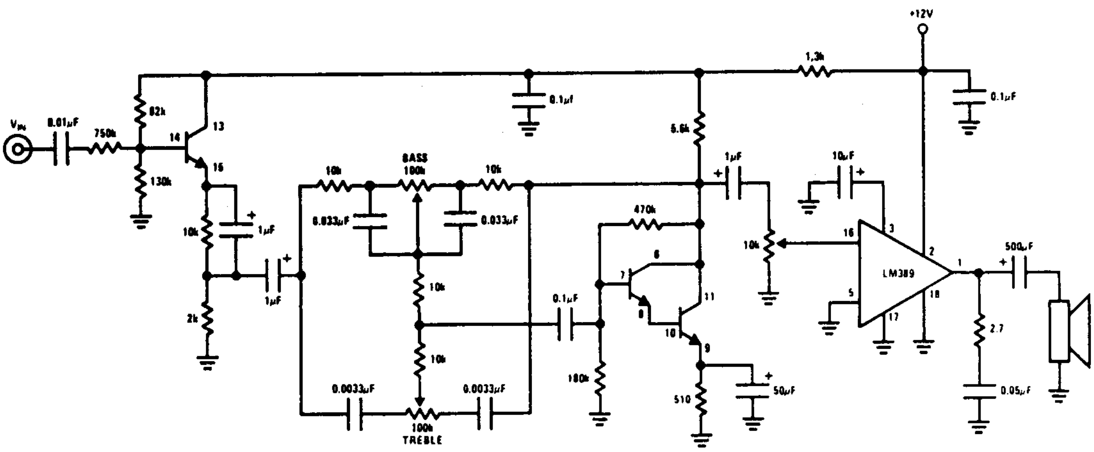
– figuur 14/6.2-4:
Volledig schema van een opname/weergave versterker voor mono kassette-recorder met gelijkstroom voormagnetisatie.

– figuur 14/6.2-5:
Schema van een elektronische sirene met frequentie-zwaai tussen 250 en 1500 Hz.

6.2 Type-beschrijving P < = 1 W



Figuur 14/6.2-2: Intern schema LM 389.



Figuur 14/6.2-3: Volledige versterker met voorversterker, toonregeling en eindversterker voor keramische toonafnemers.

MC 1306 P

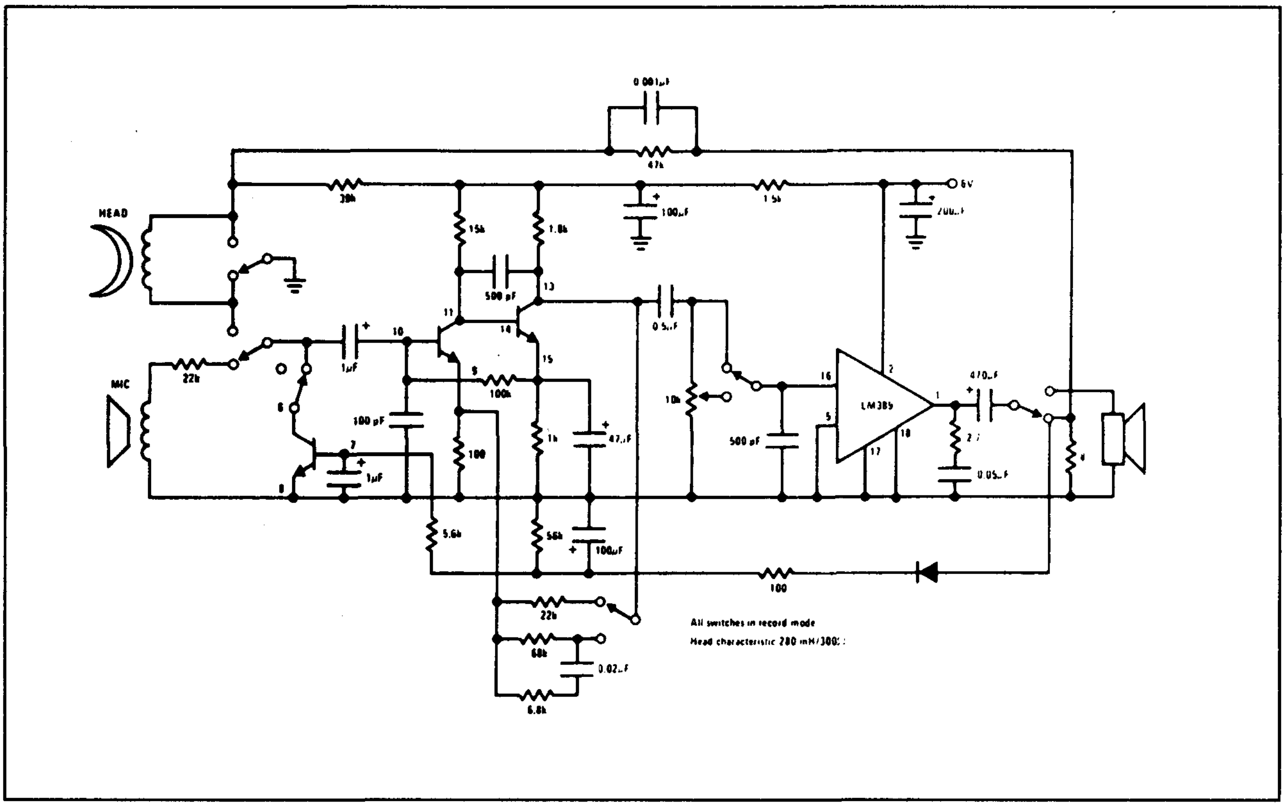
0,6 W – 8 Ω – 15 V

Uit tweetraps voorversterker en semi-complementaire eindtrap samengestelde schakeling met een maximale gevoeligheid van 3 mV voor vol vermogen en instelbare bandbreedte en versterking.

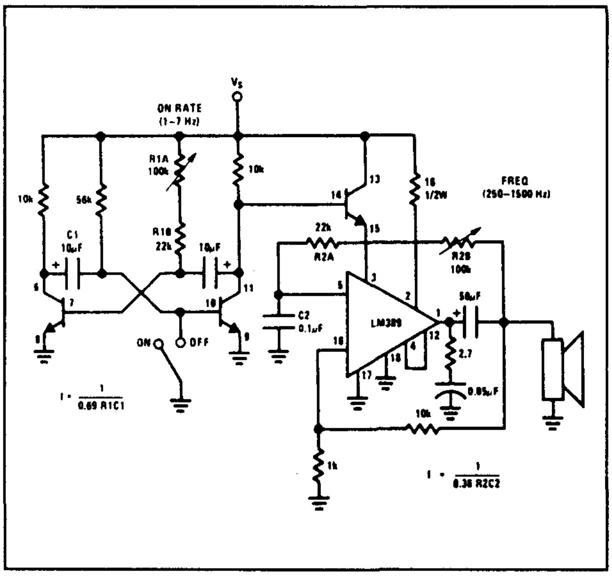
Technische gegevens

- fabrikant: Motorola
- behuizing: DIL-8
- aansluitgegevens: figuur 14/6.2-6
- intern schema: figuur 14/6.2-7
- voedingsspanning: +15 V max.
  +12 V typisch
  + 4 V min.

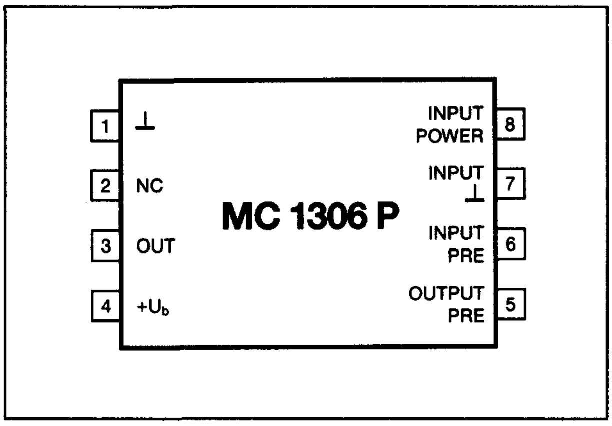
6.2 Type-beschrijving P < = 1 W



Figuur 14/6.2-4: Volledig schema van opname/weergave versterker voor mono kasette-recorder.

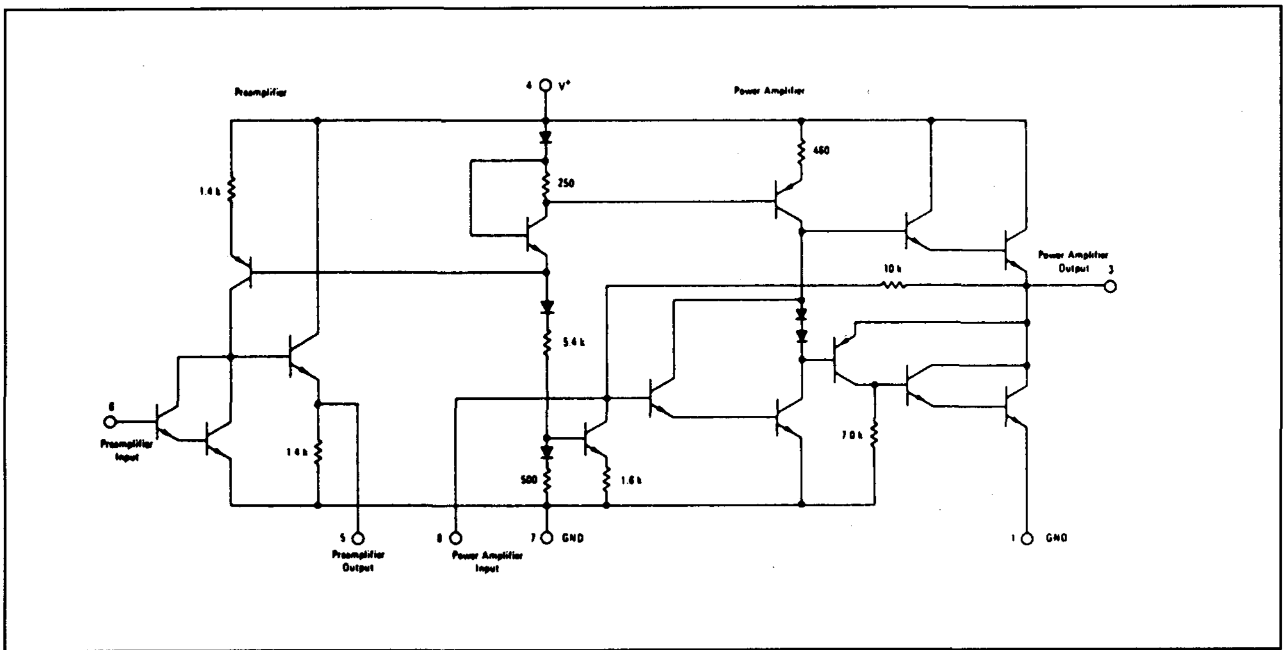


Figuur 14/6.2-5: Elektronische sirene met de LM 289.

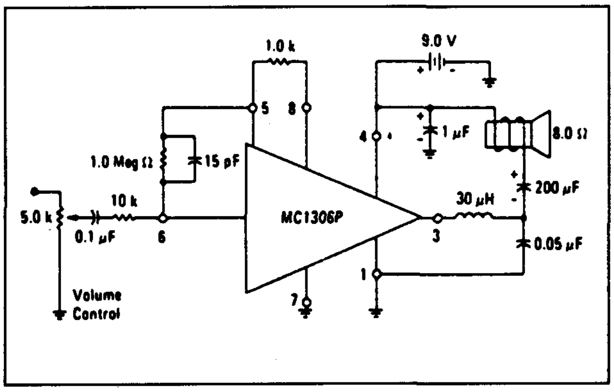


Figuur 14/6.2-6: Aansluitgegevens MC 1306 P.

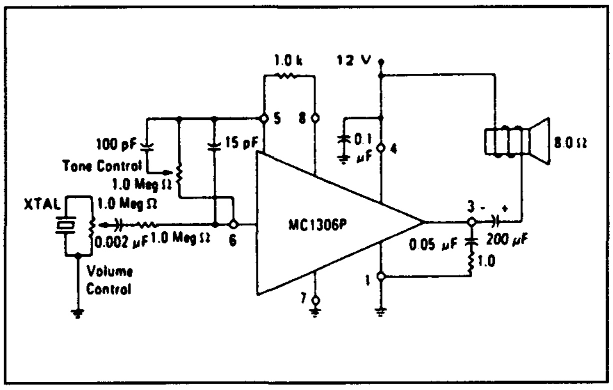
6.2 Type-beschrijving P < = 1 W



Figuur 14/6.2-7: Intern schema MC 1306 P.



Figuur 14/6.2-8: Lineaire eindversterker met de MC 1306 P.



Figuur 14/6.2-9: Versterker voor keramische toonafnemer.

- ruststroom: 4 mA
- versterking:
  - voorversterker: 270 max.
  - eindversterker: 360 max.
- vermogen: 0,6 W bij 12 V, d = 10% en 8 Ω
- signaal-ruis verhouding: 55 dB

Voorbeeld-schakelingen

- figuur 14/6.2-8:

Lineaire versterker voor AM- en FM-tuners.

- figuur 14/6.2-9:

Gecompenseerde versterker voor keramische toonafnemer.

LM386

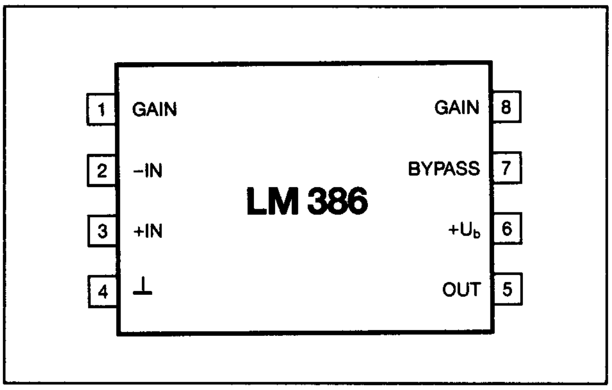
1 W – 8 Ω – 15 V

Semi-complementaire eindversterker met intern ingestelde versterking van 20, echter extern te verhogen. De uitgang wordt automatisch ingesteld op de helft van de voedingsspanning. Speciaal ontwikkeld voor gebruik bij 6 V batterij-voeding.

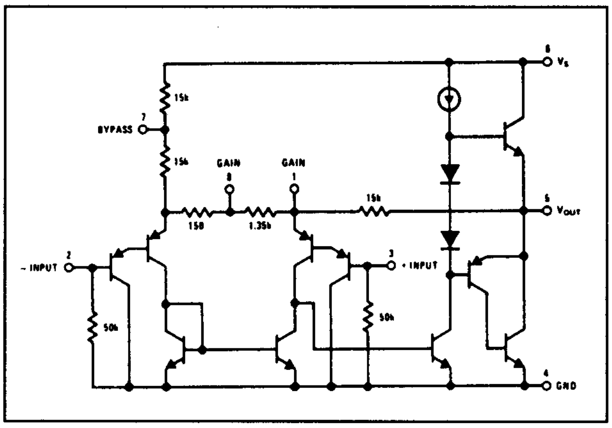
Technische gegevens

- fabrikant: National Semiconductor
- behuizing: DIL-8
- aansluitgegevens: figuur 14/6.2-10

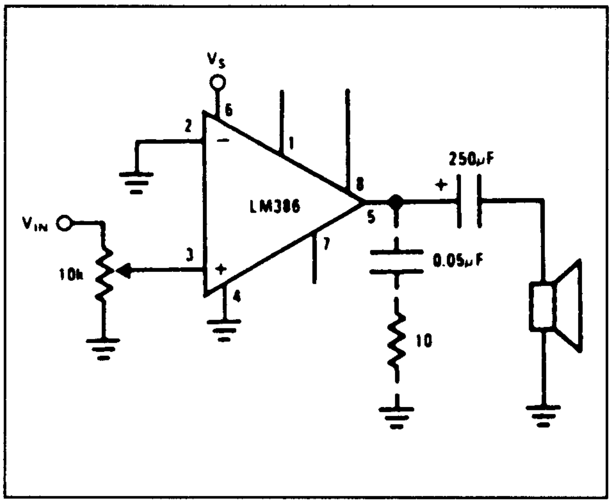
6.2 Type-beschrijving P < = 1 W



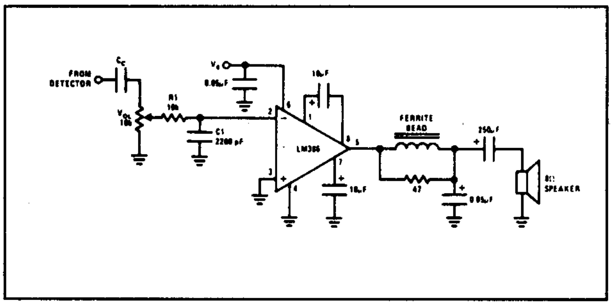
Figuur 14/6.2-10: Aansluitgegevens LM 386.



Figuur 14/6.2-11: Intern schema LM 386.



Figuur 14/6.2-12: Basis-schema LM 386.



Figuur 14/6.2-13: Eindversterkertje voor draagbare radio-ontvanger.

- intern schema: figuur 14/6.2-11
- voedingsspanning: +15 V max.
  +12 V typisch
  + 4 V min.
- ruststroom: 4 mA
- versterking: 46 dB max.
- bandbreedte: 300 kHz
- ingangsimpedantie: 50 kΩ
- ingangsstroom: 250 nA
- vermogen: 1 W bij 15 V, d = 10% en 8 Ω
  0,7 W bij 9 V, d = 10% en 8 Ω
- voedings-onderdrukking: 50 dB
- vervorming: 0,2% bij 8 Ω, 125 mW en 6 V

Voorbeeld-schakelingen

- figuur 14/6.2-12:

Basis-schema van de versterker met minimaal aantal externe onderdelen.

- figuur 14/6.2-13:

Audio-gedeelte van draagbare AM- of FM-ontvanger met mono-uitgang.

LM 390

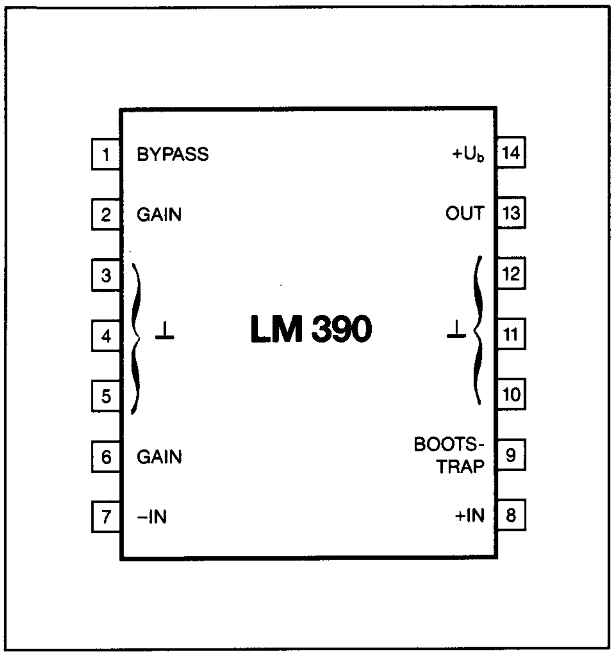
1 W – 4 Ω – 10 V

Semi-complementaire eindversterker met intern ingestelde versterking van 20, echter extern te verhogen. De uitgang wordt automatisch ingesteld op de helft van de voedingsspanning. Speciaal ontwikkeld voor gebruik in met 6, 7,5 en 9 V batterijen gevoede apparatuur.

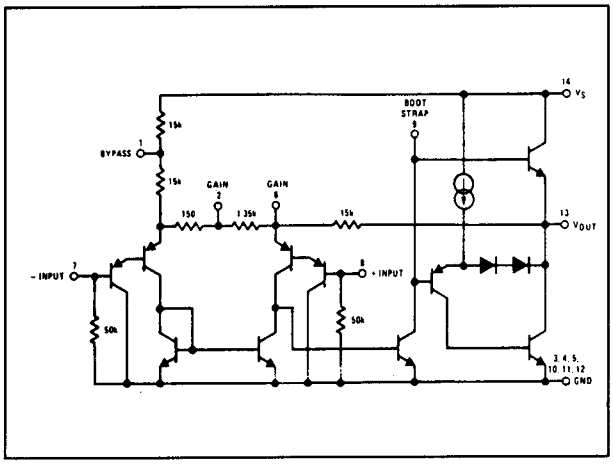
Technische gegevens

- fabrikant: National Semiconductor
- behuizing: DIL-14
- aansluitgegevens: figuur 14/6.2-14
- intern schema: figuur 14/6.2-15
- voedingsspanning: +10 V max.

6.2 Type-beschrijving P < = 1 W



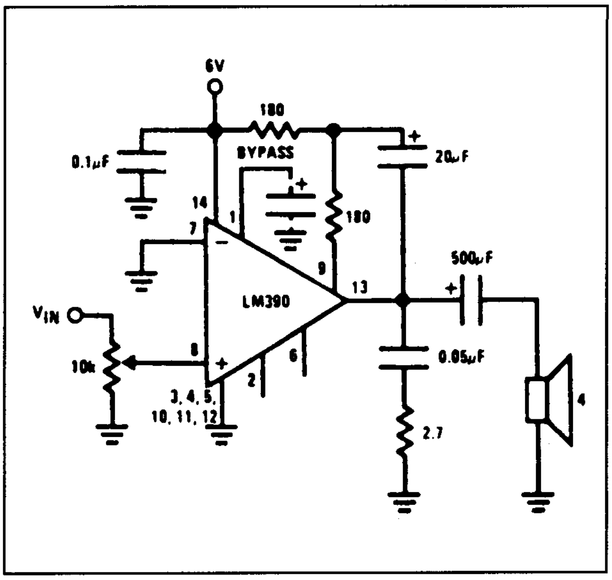
Figuur 14/6.2-14: Intern schema LM 390.



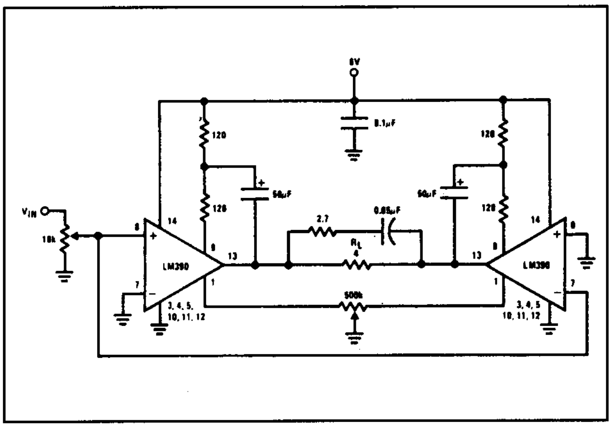
Figuur 14/6.2-15: Intern schema LM 390.

+ 9 V typisch
+ 4 V min.

- ruststroom: 20 mA
- versterking: 30 dB max.
- bandbreedte: 300 kHz
- ingangsimpedantie: 50 kΩ
- ingangsstroom: 250 nA
- vermogen: 1 W bij 6 V, d = 10% en 4 Ω
- voedings-onderdrukking: 50 dB
- vervorming: 0,2% bij 4Ω, 500 mW en 6 V



Figuur 14/6.2-16: Basis-schema versterker met LM 390.



Figuur: 14/6.2-17: Twee LM 390 IC's in brug geschakeld voor het verdubbelen van het vermogen.

Voorbeeld-schakelingen

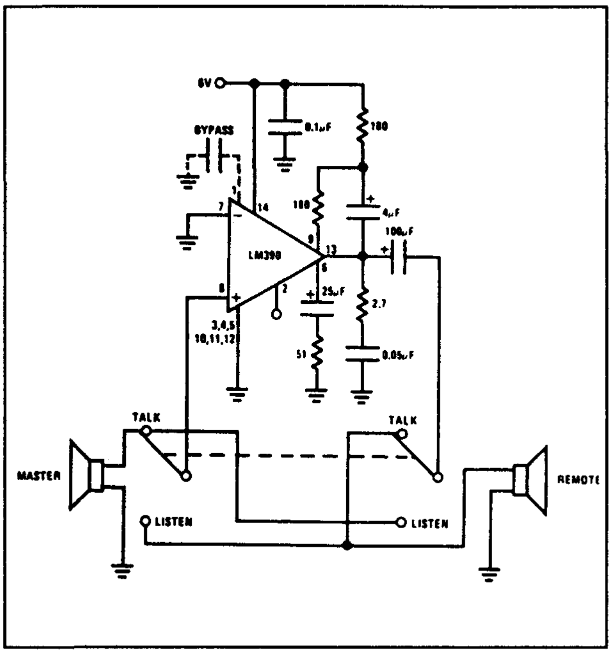
– figuur 14/6.2-16:
Basis-schema van de versterker met minimaal aantal externe onderdelen.
– figuur 14/6.2-17:
Twee in brug geschakelde IC's voor een maximaal vermogen van 2,5 W.
– figuur 14/6.2-18:
Intercom-schakeling.

U 413 B

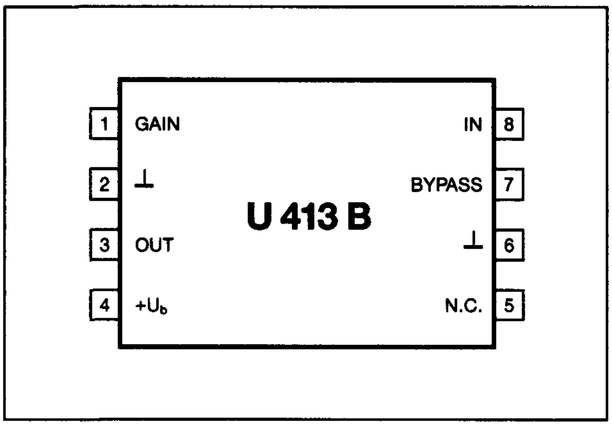
1 W – 8 Ω – 16 V

Mini-DIL IC ontwikkeld voor batterijgevoede

6.2 Type-beschrijving P < = 1 W



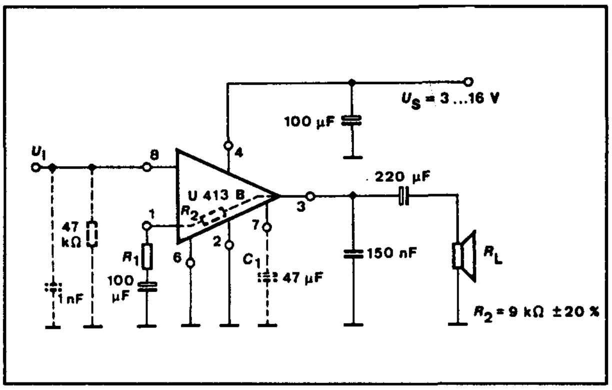
Figuur 14/6.2-18: Eenvoudige intercom-schakeling met een LM 390 als actief element.



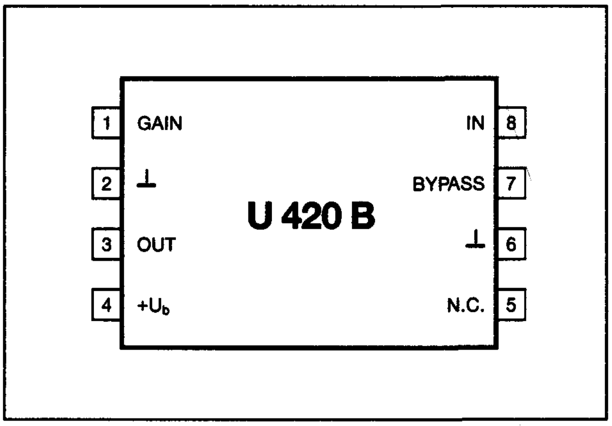
Figuur 14/6.2-19: Aansluitgegevens U 413 B.

apparatuur in het voedingsbereik tussen 3 en 16 V.

Technische gegevens
- fabrikant: Telefunken
- behuizing: DIL-8
- aansluitgegevens: figuur 14/6.2-19
- voedingsspanning: +16 V max.
  +12 V typisch
  + 3 V min.
- versterking: 54 dB max.
- bandbreedte: 28 kHz



Figuur 14/6.2-20: Basis-schema rond de U 413 B.



Figuur 14/6.2-21: Aansluitgegevens U 420 B.

- vermogen: 1 W bij 9 V, d = 10% en 8 Ω

Voorbeeld-schakeling
- figuur 14/6.2-20:

Basis-schema van de versterker met minimaal aantal externe onderdelen.

U 420 B
1 W – 8 Ω – 16 V

Mini-DIL IC ontwikkeld voor batterijgevoede apparatuur in het voedingsbereik tussen 3 en 16 V.

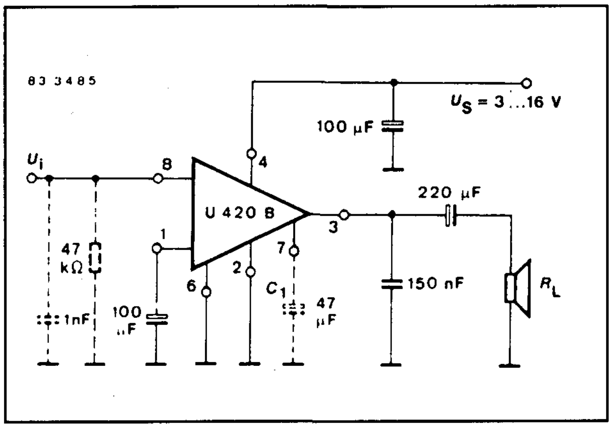
Technische gegevens
- fabrikant: Telefunken
- behuizing: DIL-8
- aansluitgegevens: figuur 14/6.2-21
- voedingsspanning: +16 V max.
  +12 V typisch
  + 3 V min.
- versterking: 40 dB max.

6.2 Type-beschrijving P < = 1 W

- bandbreedte: 28 kHz
- vermogen: 1 W bij 9 V, d = 10% en 8 Ω

Voorbeeld-schakeling
- figuur 14/6.2-22:

Basis-schema van de versterker met minimaal aantal externe onderdelen.



Figuur 14/6.2-22: Basis-schema rond de U 420 B.

14/6.3

Type-beschrijving 1 W < P < 5 W

U 412 B

1,1 W – 8 Ω – 16 V

Eindversterker voor toepassingen in batterij-gevoede apparatuur met batterij-spanning tussen de 3 en 16 V.

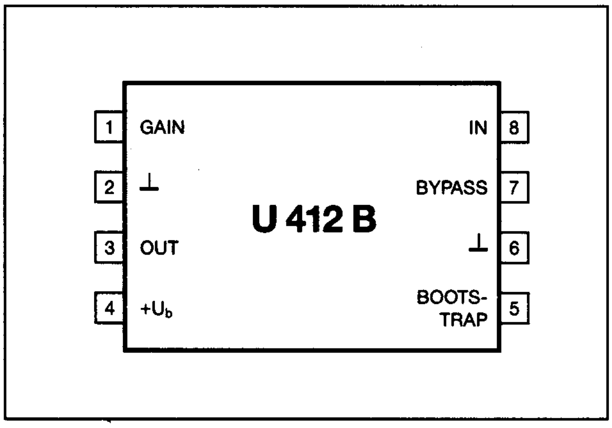
Technische gegevens

- fabrikant: Telefunken
- behuizing: DIL-8
- aansluitgegevens: figuur 14/6.3-1
- voedingsspanning: +16 V max.
+12 V typisch
+ 3 V min.
- vermogen: 1,1 W bij 9 V, d = 10% en 8 Ω
- bandbreedte: 28 kHz
- voedings-onderdrukking: 42 dB

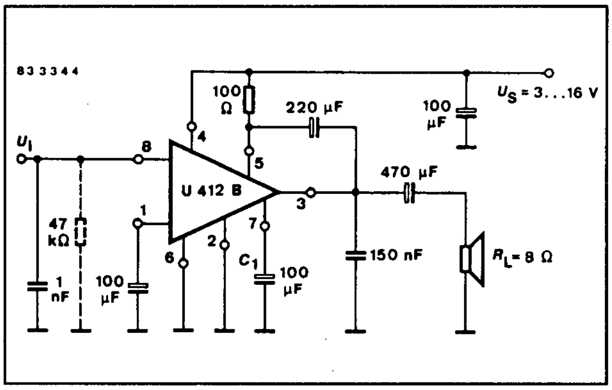
Voorbeeld-schakeling

- figuur 14/6.3-2:

Basis-schema van de U 412 B eindversterker.



Figuur 14/6.3-1: Aansluitgegevens U 412 B.



Figuur 14/6.3-2: Voorbeeld-schakeling U 412 B.

U 820 B

1,1 W – 8 Ω – 16 V

Eindversterker voor toepassingen in batterij-gevoede apparatuur met batterij-spanning tussen de 3 en 16 V.

Technische gegevens

- fabrikant: Telefunken
- behuizing: DIL-8
- aansluitgegevens: figuur 14/6.3-3
- voedingsspanning: +16 V max.
+12 V typisch
+ 3 V min.
- vermogen: 1,1 W bij 9 V, d = 10% en 8 Ω
- bandbreedte: 28 kHz
- spanningsversterking: 54 dB max.

Voorbeeld-schakeling

- figuur 14/6.3-4:

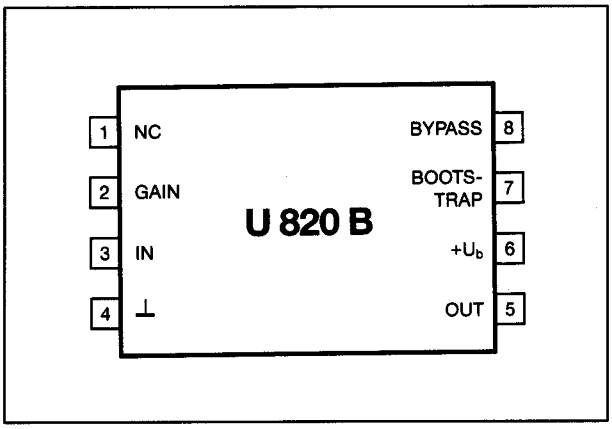
Basis-schema van de U 412 B eindversterker.

TAA 611 A

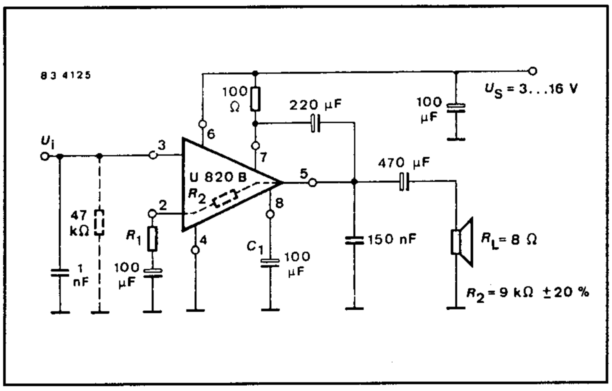
1,4 W – 4 Ω – 12 V

Eindversterker voor toepassingen in batterij-

6.3 Type-beschrijving 1 W < P < 5 W



Figuur 14/6.3-3: Aansluitgegevens U 820 B.

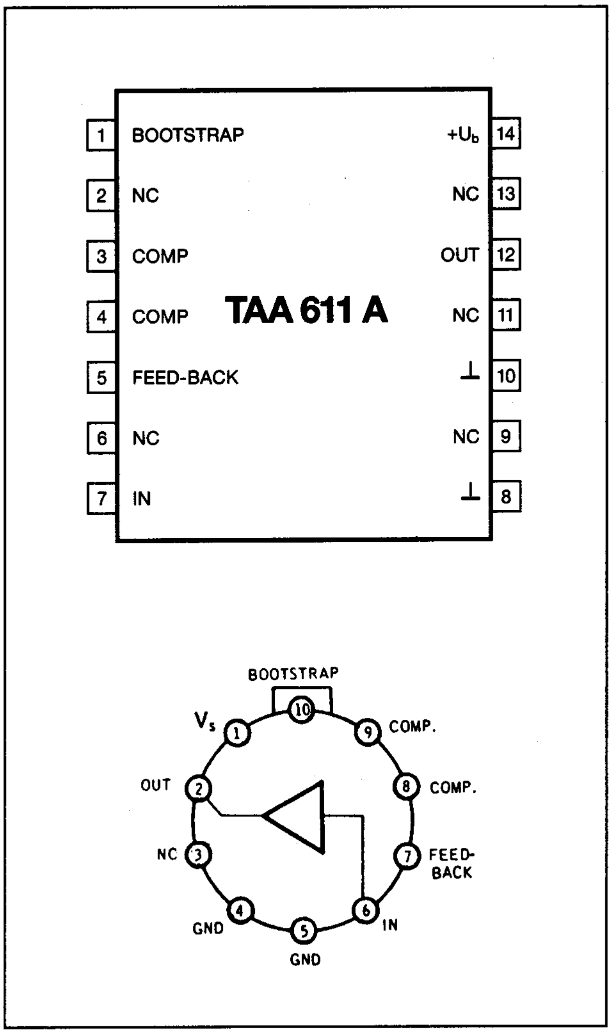


Figuur 14/6.3-4: Voorbeeld-schakeling U 820 B.

gevoede apparatuur met batterij-spanning tussen de 6 en 12 V, leverbaar in twee verschillende behuizingen.

Technische gegevens

- fabrikant: Thomson Semiconductors
- behuizing: QIL-14, TO-100
- aansluitgegevens: figuur 14/6.3-5
- intern schema: figuur 14/6.3-6
- voedingsspanning: +12V max.
  + 9 V typisch
  + 6 V min.
- ruststroom: 3 mA
- versterking: 68 dB typisch
- bandbreedte: 100 kHz
- ingangsimpedantie: 5 MΩ
- ingangsstroom: 100 nA
- vermogen: 1,4 W bij 9 V, d = 2% en 4 Ω
  0,9 W bij 9 V, d = 2% en 8 Ω
- vervorming: 1,2% bij 8 Ω W



Figuur 14/6.3-5: Aansluitgegevens TAA 611 A.

Voorbeeld-schakeling

- figuur 14/6.3-7:

Basis-schema van de TAA 611 A eindversterker.

LM 388

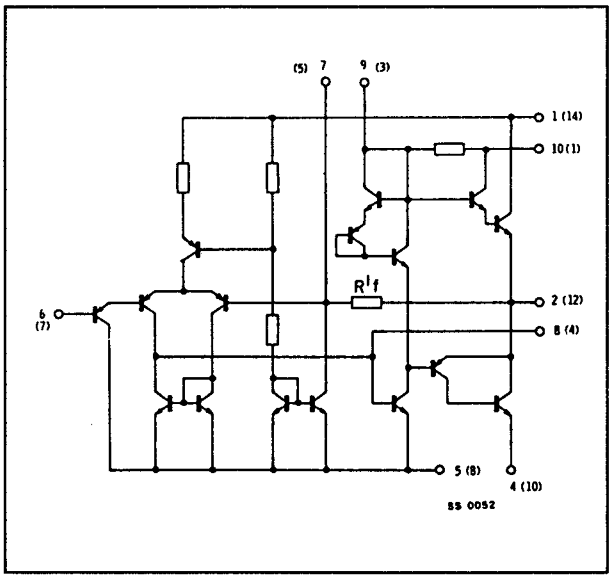
1,5 W – 4 Ω – 15 V

Eindversterker voor toepassingen in batterijgevoede apparatuur met batterij-spanning tussen de 4 en 15 V. Versterking intern ingesteld op 20, echter extern te verhogen.

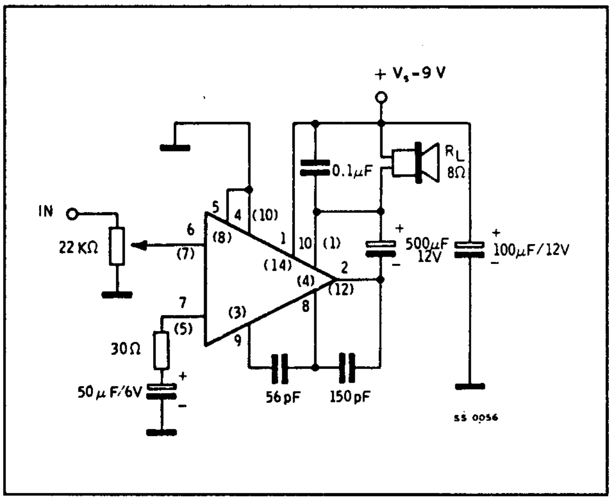
Technische gegevens

- fabrikant: National Semiconductor
- behuizing: DIL-14
- aansluitgegevens: figuur 14/6.3-8

6.3 Type-beschrijving 1W < P < 5W

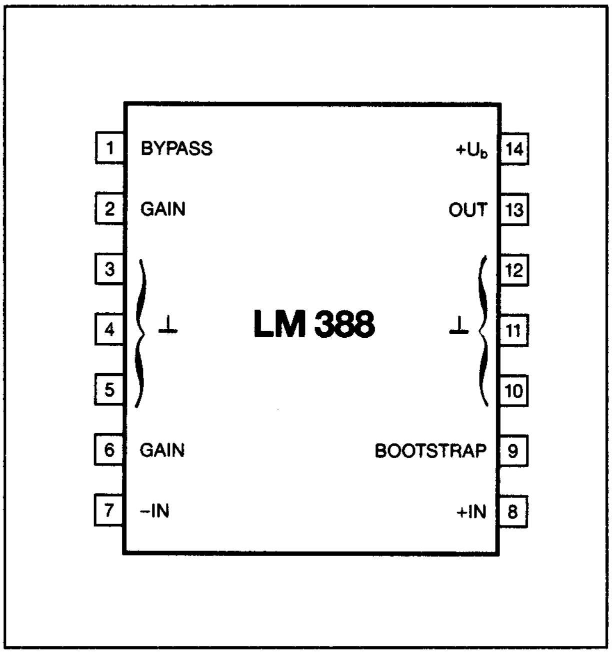


Figuur 14/6.3-6: Intern schema TAA 611 A.

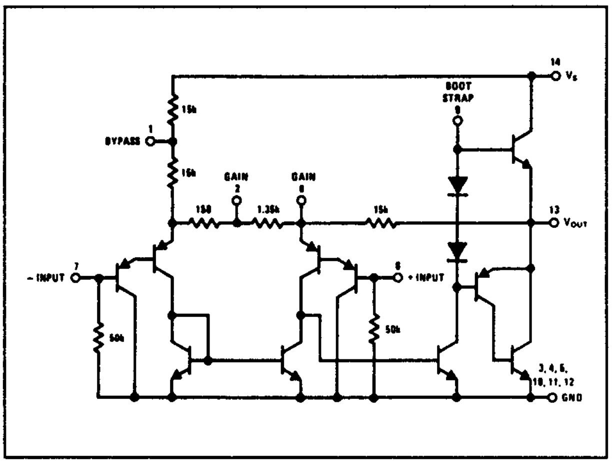


Figuur 14/6.3-7: Basis-schema met TAA 611 A.

- intern schema: figuur 14/6.3-9
- voedingsspanning: +15V max.
  +12 V typisch
  + 4 V min.
- ruststroom: 23 mA
- versterking: 30 dB typisch
- bandbreedte: 300 kHz
- ingangsimpedantie: 50 kΩ
- ingangsstroom: 250 nA
- vermogen: 1,5 W bij 12 V, d = 10% en 8 Ω
  0,6 W bij 6 V, d = 10% en 4 Ω
- vervorming: 1% bij 8 Ω, 12 V en 0,5 W



Figuur 14/6.3-8: Aansluitgegevens LM 388.



Figuur 14/6.3-9: Intern schema LM 388.

Voorbeeld-schakelingen

- figuur 14/6.3-10:

Basis-schema van de LM 388 eindversterker.

- figuur 14/6.3-11:

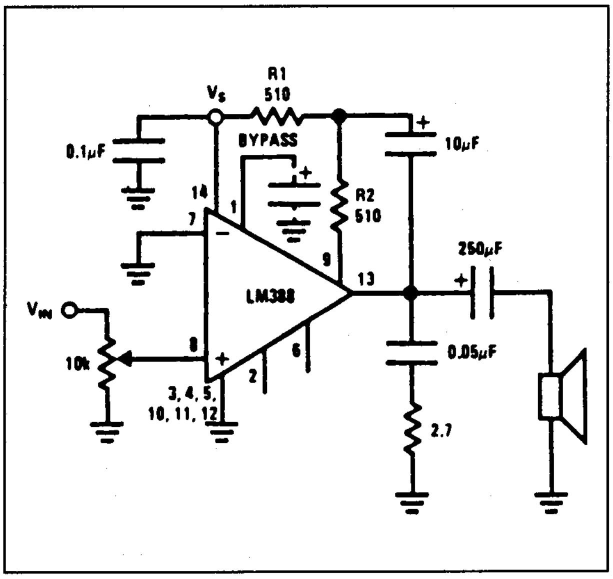
Brugschakeling van twee LM 388 IC's voor het verhogen van het maximale vermogen tot 4 W bij 12 V en 8 Ω belasting.

TBA 820

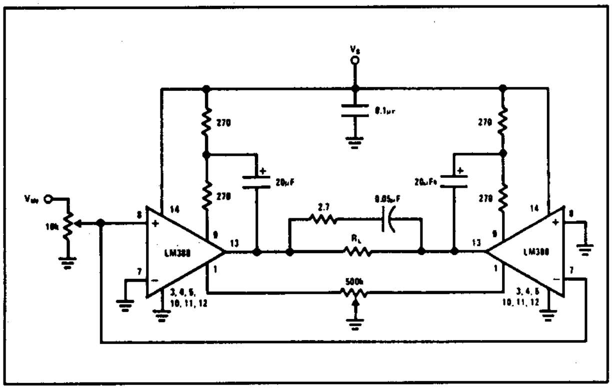
2 W – 8 Ω – 16 V

Eindversterker voor toepassingen in batterij-gevoede apparatuur met batterij-spanning

6.3 Type-beschrijving 1 W < P < 5 W



Figuur 14/6.3-10: Basis-schema met LM 388.

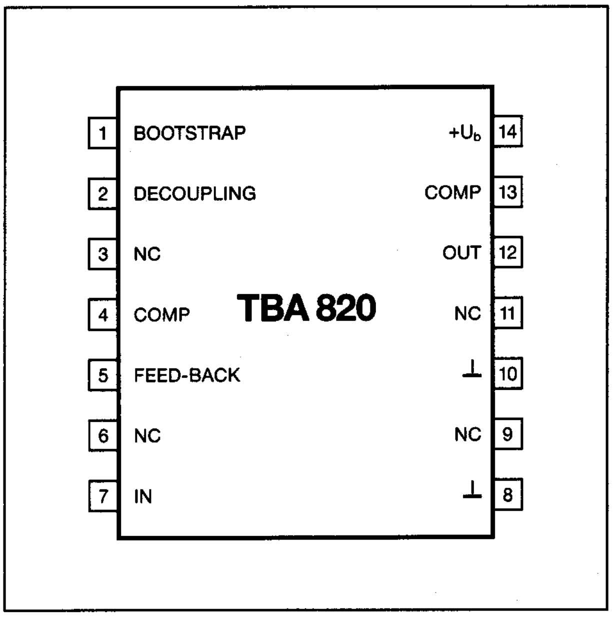


Figuur 14/6.3-11: Brugversterker met twee LM 388 IC's met een vermogen van 4 W in 8 Ω bij 12 V.

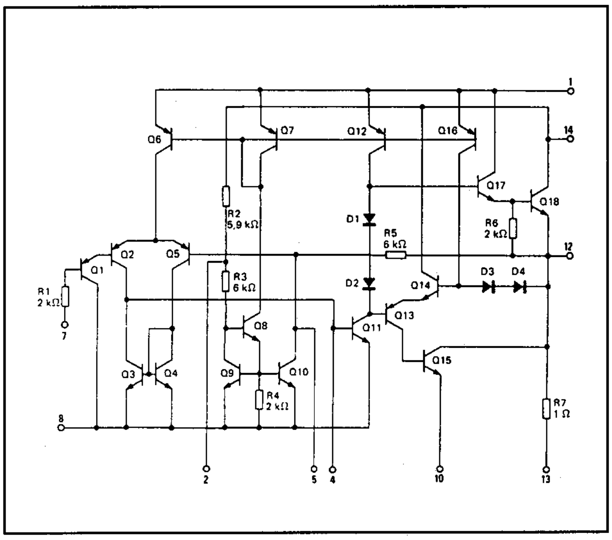
tussen de 3 en 16 V. Kan tot 2 W leveren zonder externe koeling, daardoor ideaal voor inbouw in compacte apparatuur.

Technische gegevens

- fabrikant: Thomson Semiconductors
- behuizing: QIL-14
- aansluitgegevens: figuur 14/6.3-12
- intern schema: figuur 14/6.3-13
- voedingsspanning: +16 V max.
  +12 V typisch
  + 3 V min.
- ruststroom: 4 mA
- versterking: 45 dB typisch



Figuur 14/6.3-12: Aansluitgegevens TBA 820.



Figuur 14/6.3-13: Intern schema TBA 820.

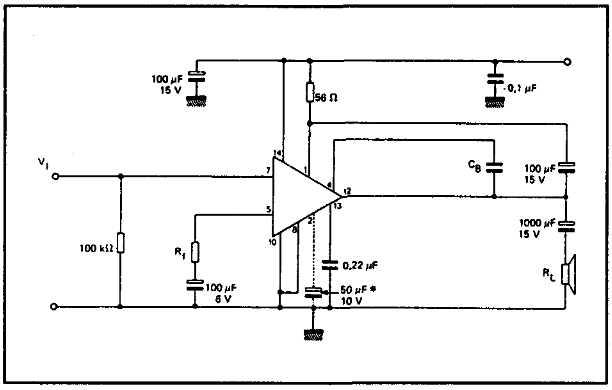
- bandbreedte: 20 kHz
- ingangsimpedantie: 5 MΩ
- vermogen: 2 W bij 12 V, d = 10% en 8 Ω
  0,75 W bij 6 V, d = 10% en 4 Ω
- vervorming: 0,8% bij 8 Ω, 9 V en 0,5 W

Voorbeeld-schakeling

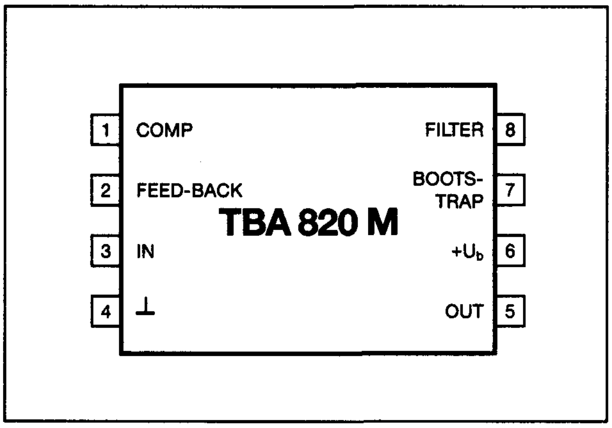
- figuur 14/6.3-14:

Basis-schema van de TBA 820 eindversterker.

6.3 Type-beschrijving 1W < P < 5 W



Figuur 14/6.3-14: Basis-schema met TBA 820.



Figuur 14/6.3-15: Aansluitgegevens TBA 820 M.

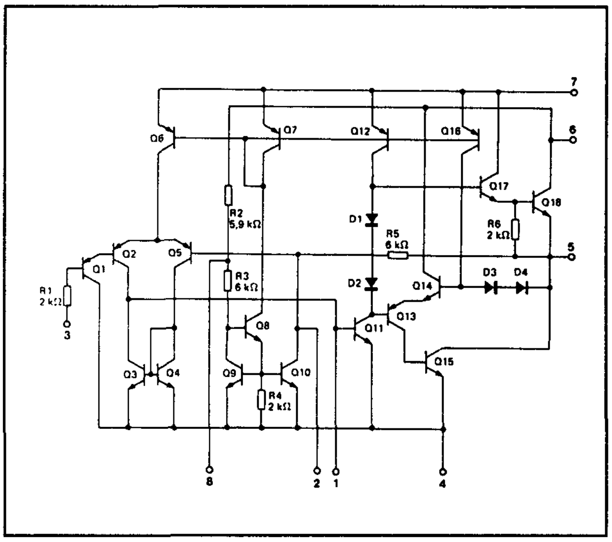
TBA 820 M

2 W – 8 Ω – 16 V

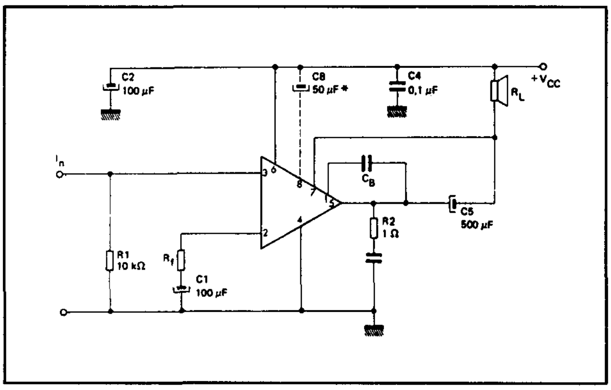
Eindversterker voor toepassingen in batterij-gevoede apparatuur met batterij-spanning tussen de 3 en 16 V. Kan tot 2 W leveren zonder externe koeling, daardoor ideaal voor inbouw in compacte apparatuur.

Technische gegevens

- fabrikant: Thomson Semiconductors
- behuizing: DIL-8
- aansluitgegevens: figuur 14/6.3-15
- intern schema: figuur 14/6.3-16
- voedingsspanning: +16 V max.
  +12 V typisch
  + 3 V min.
- ruststroom: 4 mA
- versterking: 45 dB typisch
- bandbreedte: 20 kHz
- ingangsimpedantie: 5 MΩ



Figuur 14/6.3-16: Intern schema TBA 820 M.



Figuur 14/6.3-17: Basis-schema met TBA 820 M.

- vermogen: 2 W bij 12 V, d = 10% en 8 Ω
  0,75 W bij 3,5 V, d = 10% en 4 Ω
- vervorming: 0,4% bij 8 Ω, 9 V en 0,5 W

Voorbeeld-schakeling

- figuur 14/6.3-17:

Basis-schema van de TBA 820 M eindversterker.

TCA 830 SM

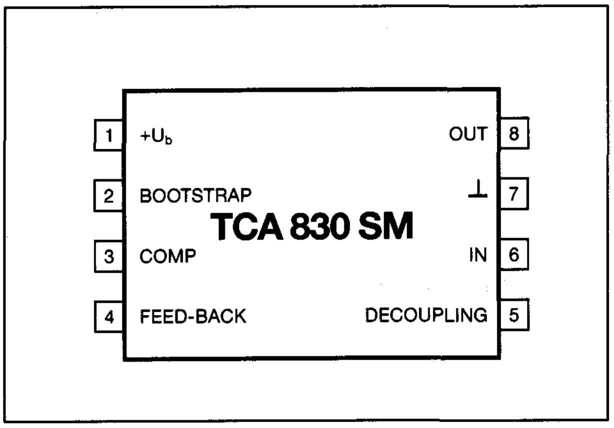
2 W – 4 Ω – 20 V

Eindversterker met de mogelijkheid de ingang rechtstreeks zonder koppelcondensator aan te sluiten en met ingebouwde compensatie-netwerken tegen spanning- en temperatuur-verloop. Daardoor geschikt voor inbouw in ap-

paratuur, die aan grote temperatuursvariaties bloot staat (auto-radio!).

Technische gegevens

- fabrikant: Thomson Semiconductors
- behuizing: DIL-8
- aansluitgegevens: figuur 14/6.3-18



Figuur 14/6.3-18: Aansluitgegevens TCA 830 SM.

- intern schema: figuur 14/6.3-19
- voedingsspanning: +20 V max.
  +12 V typisch
  \+ 4 V min.
- ruststroom: 6,7 mA
- versterking: 40 dB typisch
- bandbreedte: 10 kHz
- ingangsimpedantie: 5 MΩ
- vermogen: 2 W bij 12 V, d ± 10% en 8 Ω
  0,75 W bij 3,5 V, d = 10% en 4 Ω
- vervorming: 1% bij 4 Ω, 9 V en 1 W

Voorbeeld-schakeling

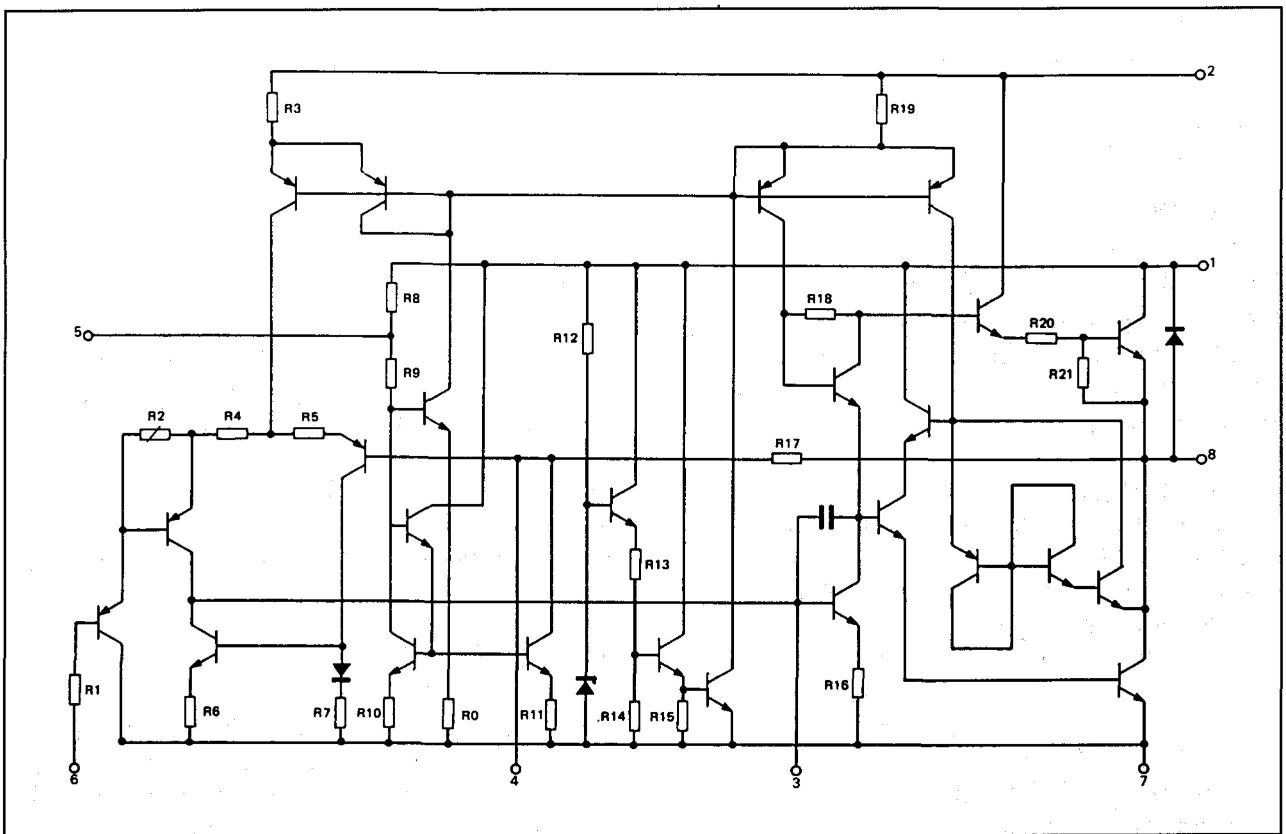
- figuur 14/6.3-20:

Basis-schema van de TCA 830 SM eindversterker.

LM 380

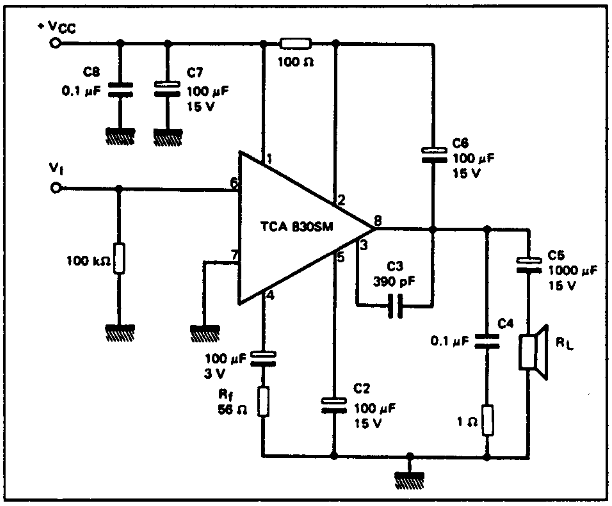
2,5 W – 8 Ω – 22 V

Semi-complementaire, kortsluitvaste eindversterker leverbaar in twee DIL-uitvoeringen,



Figuur 14/6.3-19: Intern schema TCA 830 SM.

6.3 Type-beschrijving 1W < P < 5W



Figuur 14/6.3-20: Voorbeeld-schakeling met TCA 830 SM.

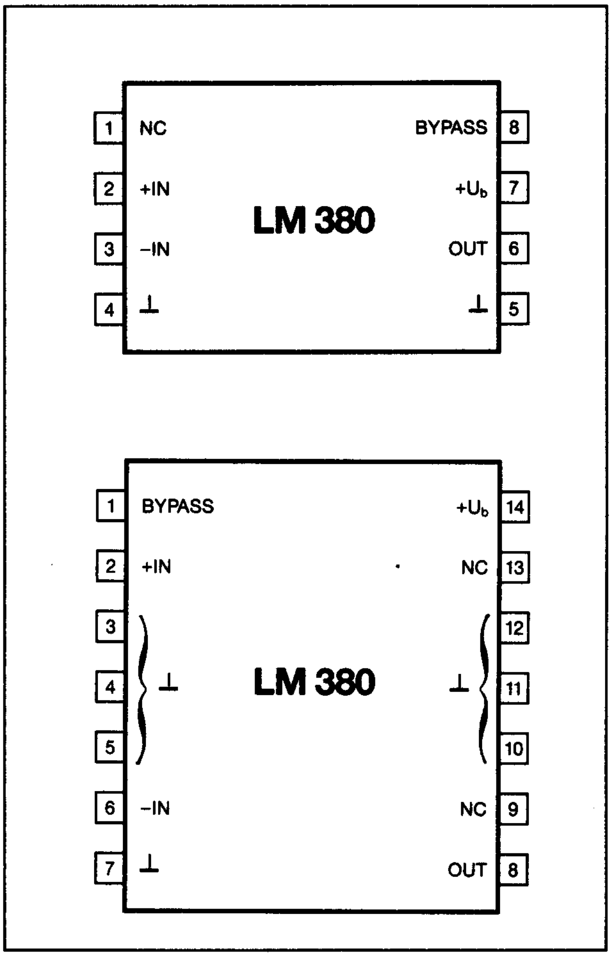
waarbij de DIL-14 versie gekoeld kan worden door zes pennen van de behuizing te solderen op een koperen vlak op de print en de DIL-8 door middel van een op het IC aan te brengen koelvinnetje gekoeld moet worden.

Technische gegevens

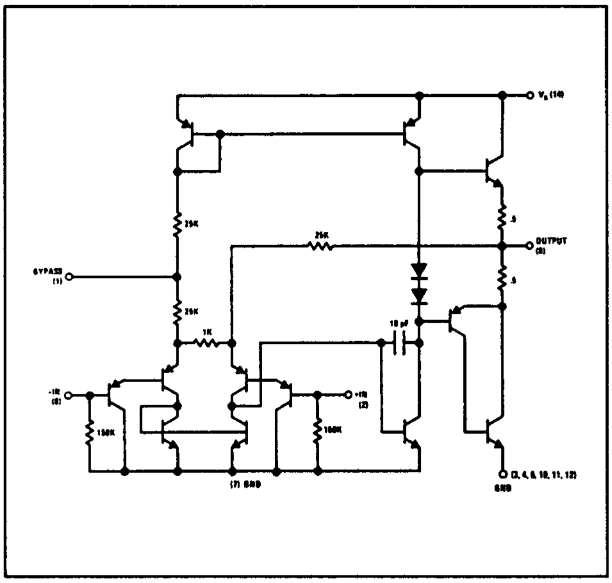
- fabrikant: National Semiconductor
- behuizing: DIL-8, DIL-14
- aansluitgegevens: figuur 14/6.3-21
- intern schema: figuur 14/6.3-22
- voedingsspanning: +22 V max.
  +18 V typisch
  + 8 V min.
- ruststroom: 25 mA
- versterking: 50 V/V typisch
- bandbreedte: 100 kHz
- ingangsimpedantie: 150 kΩ
- ingangsstroom: 100 nA
- kortsluitstroom: 1,3 A
- vermogen: 2,5 W bij 18 V, d = 3% en 8 Ω
- vervorming: 1% bij 4 Ω, 9 V en 1 W
- koelplaat voor DIL-8: figuur 14/6.3-23

Voorbeeld-schakelingen

- figuur 14/6.3-24:
Basis-schema van de LM 380 eindversterker.
- figuur 14/6.3-25:
Brugschakeling van twee identieke versterkers voor het verhogen van het uitgangsvermogen.

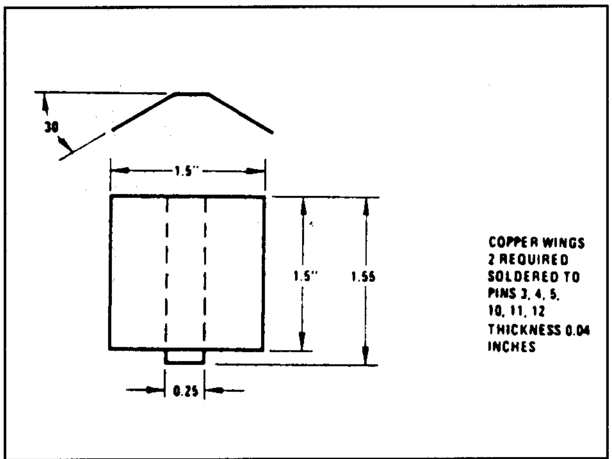


Figuur 14/6.3-21: Aansluitgegevens LM 380.

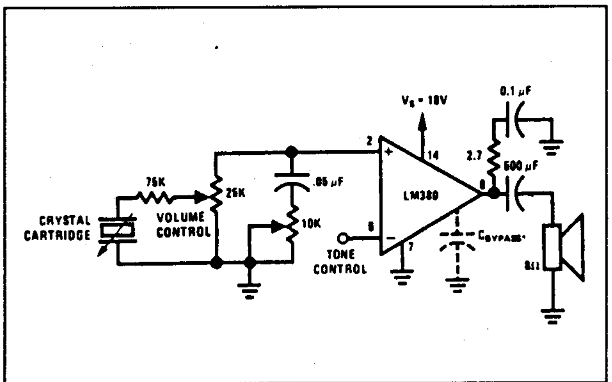


Figuur 14/6.3-22: Intern schema LM 380.

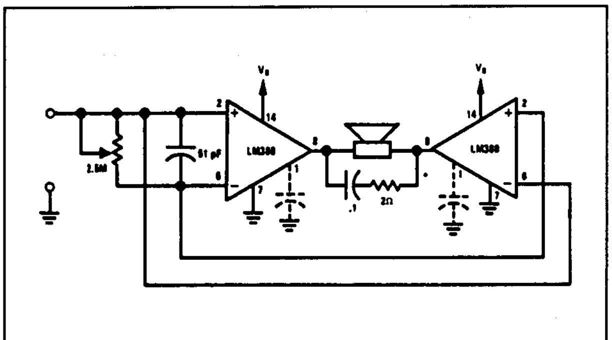
6.3 Type-beschrijving 1 W < P < 5 W



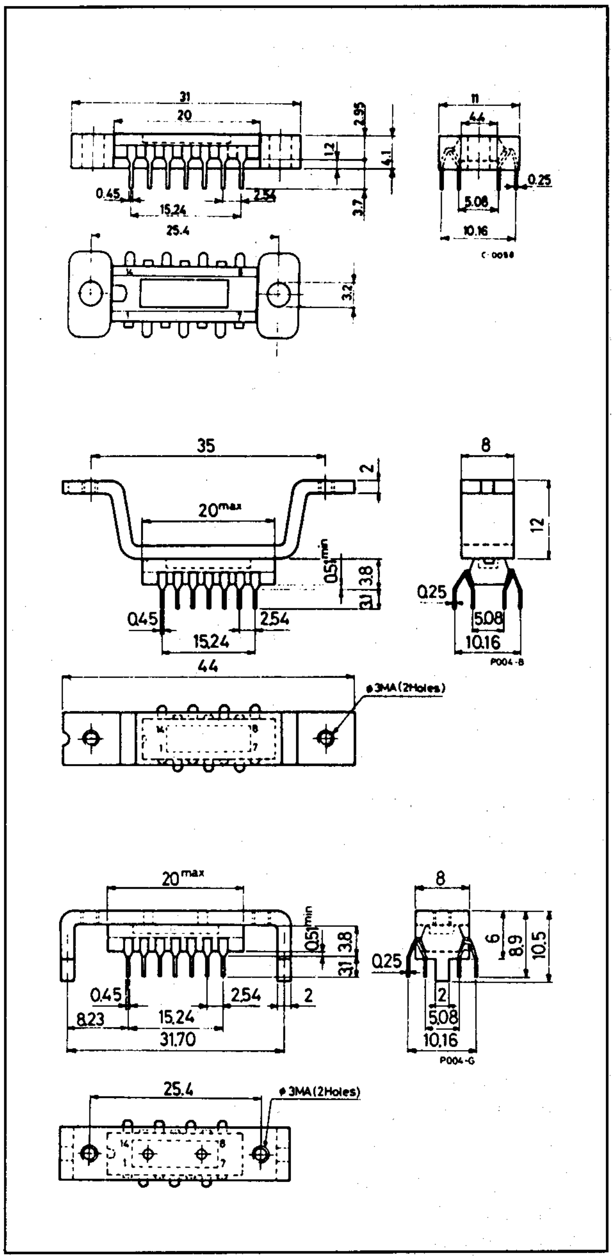
Figuur 14/6.3-23: Afmetingen koelplaat voor LM 380.



Figuur 14/6.3-24: Basis-schema met LM 380.



Figuur 14/6.3-25: Brugversterker met 2 x LM 380.



Figuur 14/6.3-26: Uitvoeringen van de TAA 611 C.

TAA 611 C

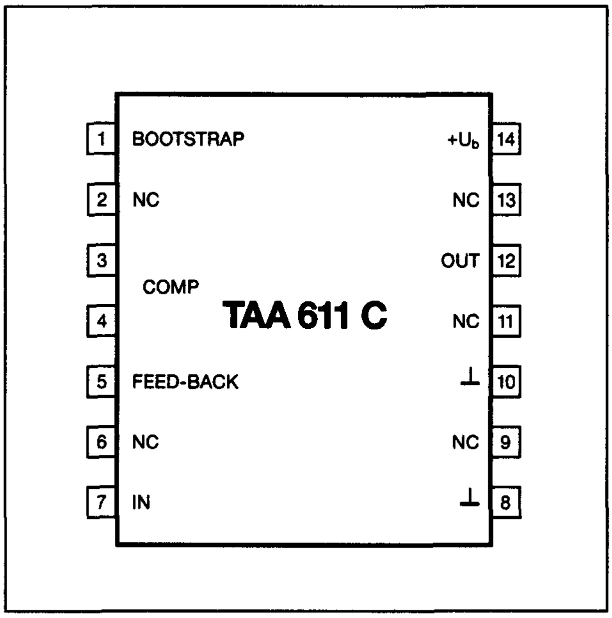
3,3 W – 8 Ω – 22 V

Semi-complementaire eindversterker leverbaar in drie DIL-14 uitvoeringen, onderling verschillend in de vorm van de op het IC aangebrachte koelvin.

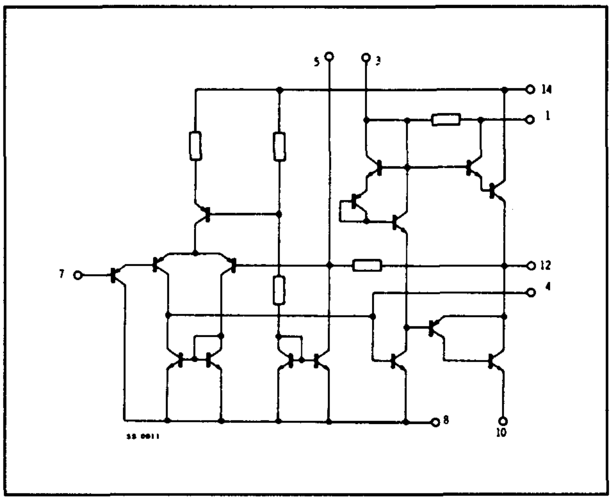
Technische gegevens

- fabrikant: Thomson Semiconductor
- behuizing: DIL-14, figuur 14/6.3-26
- aansluitgegevens: figuur 14/6.3-27
- intern schema: figuur 14/6.3-28
- voedingsspanning: +22 V max.
  +15 V typisch
  + 8 V min.
- ruststroom: 4 mA

6.3 Type-beschrijving 1W < P < 5W



Figuur 14/6.3-27: Aansluitgegevens TAA 611 C.

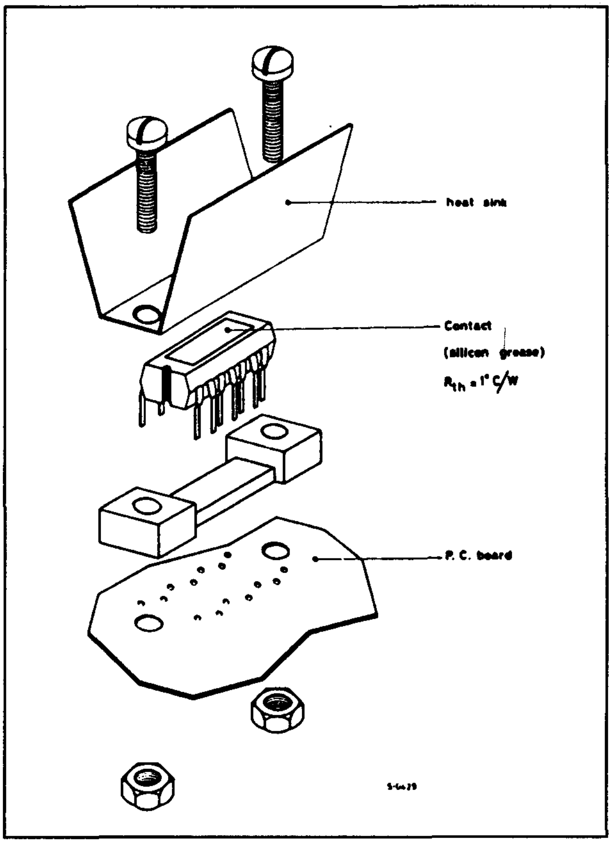


Figuur 14/6.3-28: Intern schema TAA 611 C.

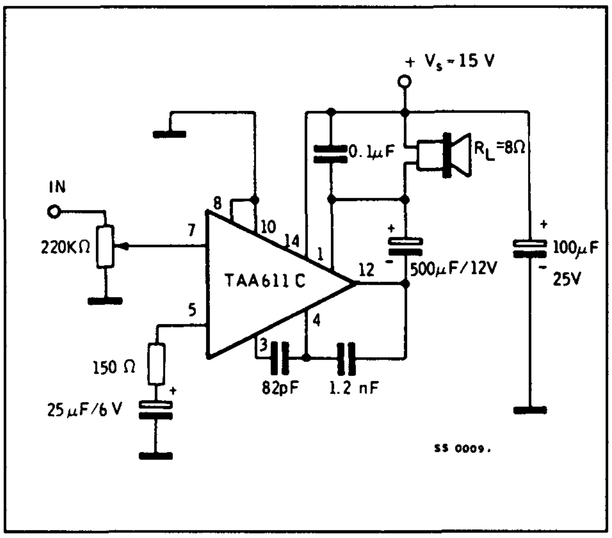
- versterking: 70 dB typisch
- bandbreedte: 100 kHz
- ingangsimpedantie: 5 MΩ
- ingangsstroom: 1 μA
- vermogen: 3,3 W bij 15 V, d ± 10% en 8 Ω
  1,4 W bij 9 V, d = 2% en 4 Ω
- vervorming: 0,2% bij 8 Ω, 12 V en 1 W
- koelplaat voor DIL-14-C72: figuur 14/6.3-29

Voorbeeld-schakeling

- figuur 14/6.3-30:



Figuur 14/6.3-29: Montage van TAA 611 C in een speciaal koelprofiel.



Figuur 14/6.3-30: Basis-schema met TAA 611 C.

Basis-schema van de TAA 611 C eindversterker.

6.3 Type-beschrijving 1 W < P < 5 W

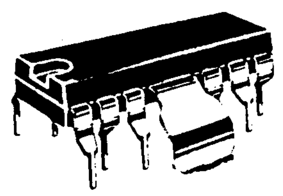
TCA 830 SR

4,2 W – 4 Ω – 20 V

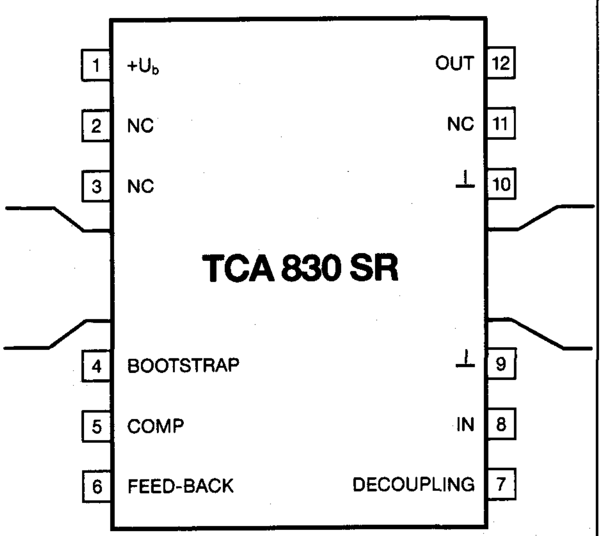
Semi-complementaire eindversterker leverbaar in speciale DIL uitvoering met koelplaat die in de print gesoldeerd moet worden. De schakeling is intern voorzien van een oververhittings-beveiliging.

Technische gegevens

- fabrikant: Thomson Semiconductor
- behuizing: DIL-speciaal, figuur 14/6.3-31
- aansluitgegevens: figuur 14/6.3-32
- intern schema: figuur 14/6.3-33



Figuur 14/6.3-31: Behuizing van TCA 830 SR.



Figuur 14/6.3-32: aansluitgegevens TCA 830 SR.

- voedingsspanning: +20 V max.
  +14 V typisch
  + 4 V min.
- ruststroom: 16 mA
- versterking: 40 dB typisch
- bandbreedte: 10 kHz
- ingangsimpedantie: 5 MΩ
- ingangsstroom: 0,2 μA
- vermogen: 4,2 W bij 14 V, d = 10% en 4 Ω
  2,3 W bij 12 V, d = 10% en 8 Ω
- vervorming: 0,3% bij 4 Ω, 12 V en 2 W

Voorbeeld-schakelingen

- figuur 14/6.3-34:

Basis-schema van de TCA 830 SR eindversterker.

TDA 1015

4,2 W – 4 Ω – 18 V

Semi-complementaire eindversterker leverbaar in speciale SOT-110-B behuizing met negen pennen op een lijn en koelvin die op een koelplaat geschroefd kan worden. De interne schakeling is uitgebreid met een losse voorversterker met afzonderlijke voedings-aansluiting. De eindversterker is voorzien van een temperatuur-beveiliging en kortsluitvast.

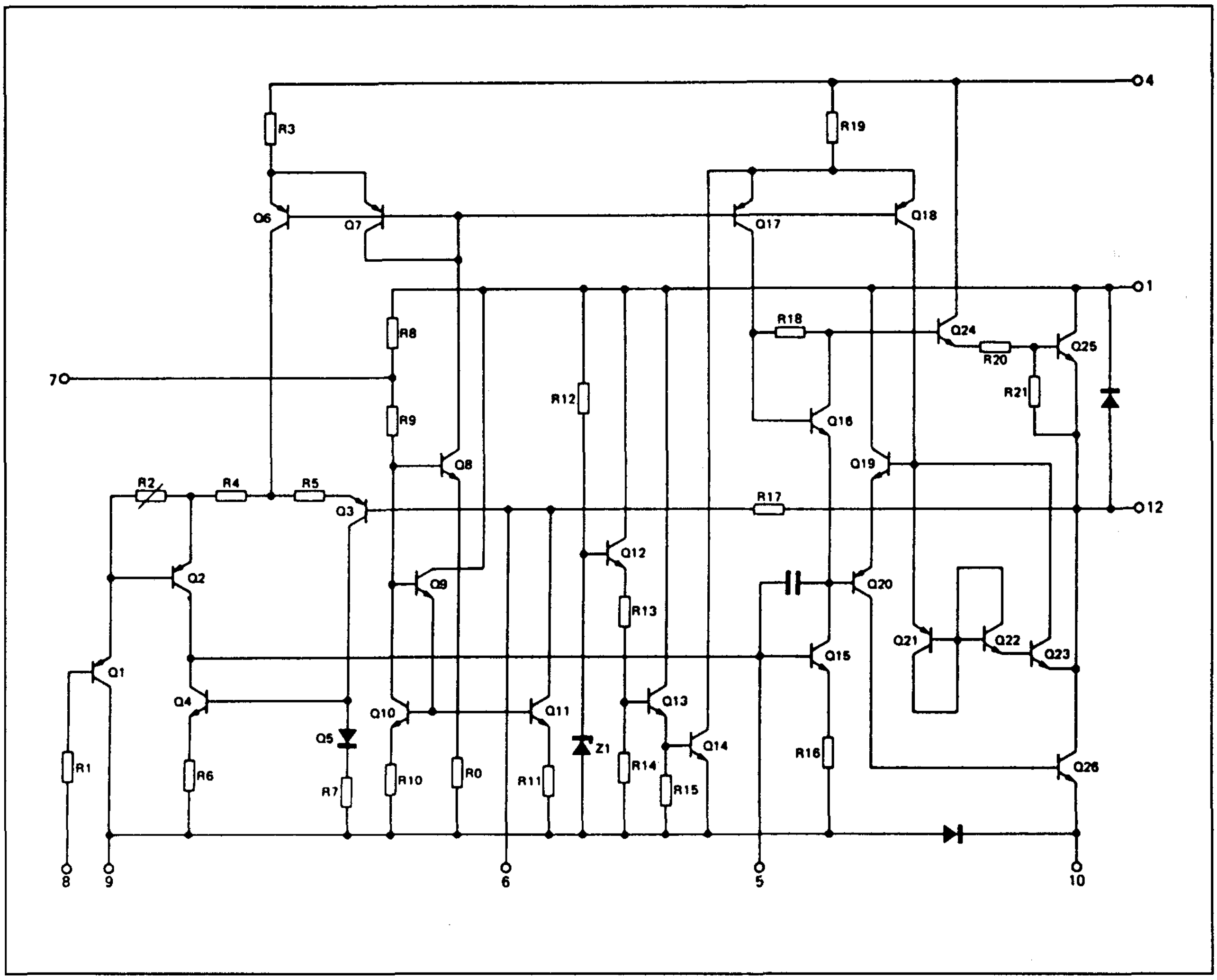
Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: SOT-110-B, figuur 14/6.3-35
- aansluitgegevens: figuur 14/6.3-36
- intern schema: figuur 14/6.3-37
- voedingsspanning: +18 V max.
  +12 V typisch
  + 3,6 V min.
- ruststroom: 25 mA
- versterking
  - voorversterker: 23 dB typisch
  - eindversterker: 29 dB typisch
- bandbreedte: 15 kHz
- ingangsimpedantie: 200 kΩ
- vermogen: 4,2 W bij 12 V, d ± 10% en 4 Ω
  1,0 W bij 6 V, d = 10% en 8 Ω
- vervorming: 0,3% bij 4Ω, 12 V en 1,5 W

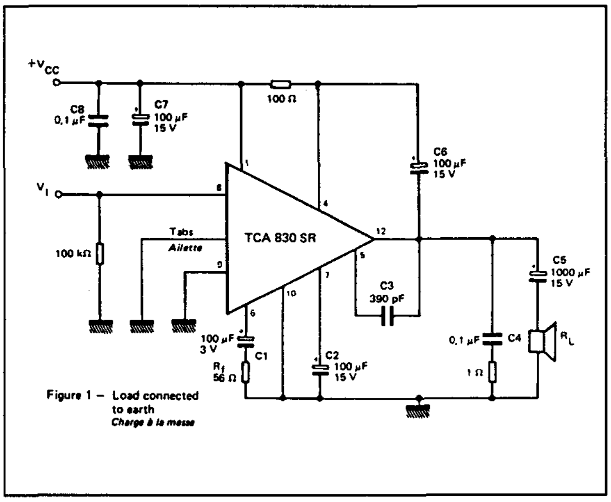
Voorbeeld-schakeling

- figuur 14/6.3-38:

6.3 Type-beschrijving 1W < P < 5W



Figuur 14/6.3-33: Intern schema TCA 830 SR.



Figuur 14/6.3-34: Basis-schema met TCA 830 SR.

Volledig schema van voor- en eindversterker met een TDA 1015.

TDA 1013 A

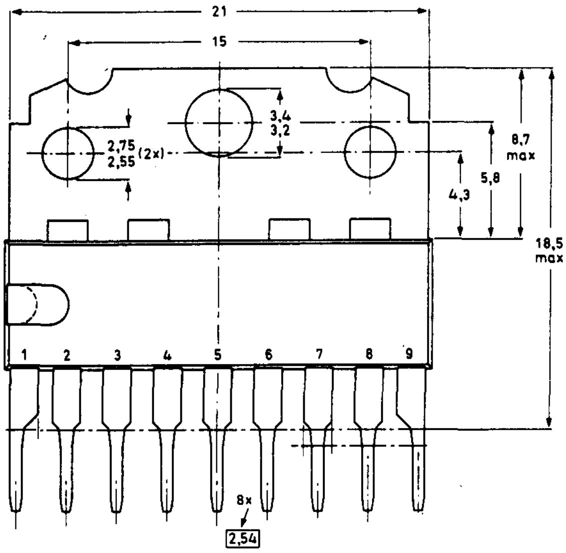
4,5 W – 8 Ω – 35 V

Semi-complementaire eindversterker leverbaar in speciale SOT-110-B behuizing met negen pennen op een lijn en koelvin die op een koelplaat geschroefd kan worden. De interne schakeling is uitgebreid met een met gelijkspanning te regelen voorversterker voor het samenstellen van gelijkspanningsgestuurde volume-regeling met logaritmische karakteristiek.

Techniche gegevens

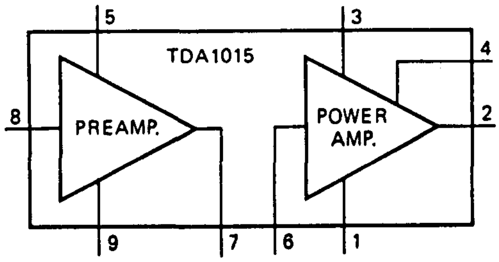
– fabrikant: Philips

6.3 Type-beschrijving 1 W < P < 5 W

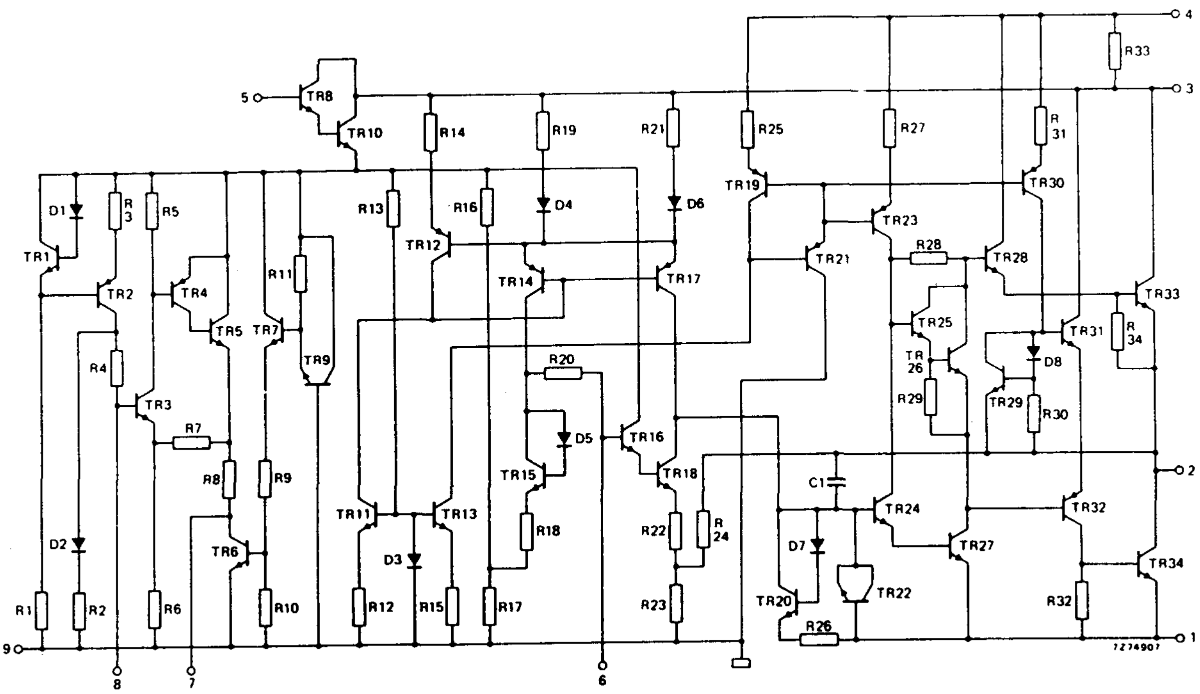


Figuur 14/6.3-35: Behuizing van TDA 1015 en TDA 1013 A.

- behuizing: SOT-110-B, figuur 14/6.3-35
- aansluitgegevens: figuur 14/6.3-39
- voedingsspanning: +35 V max.
  +18 V typisch
  +15 V min.

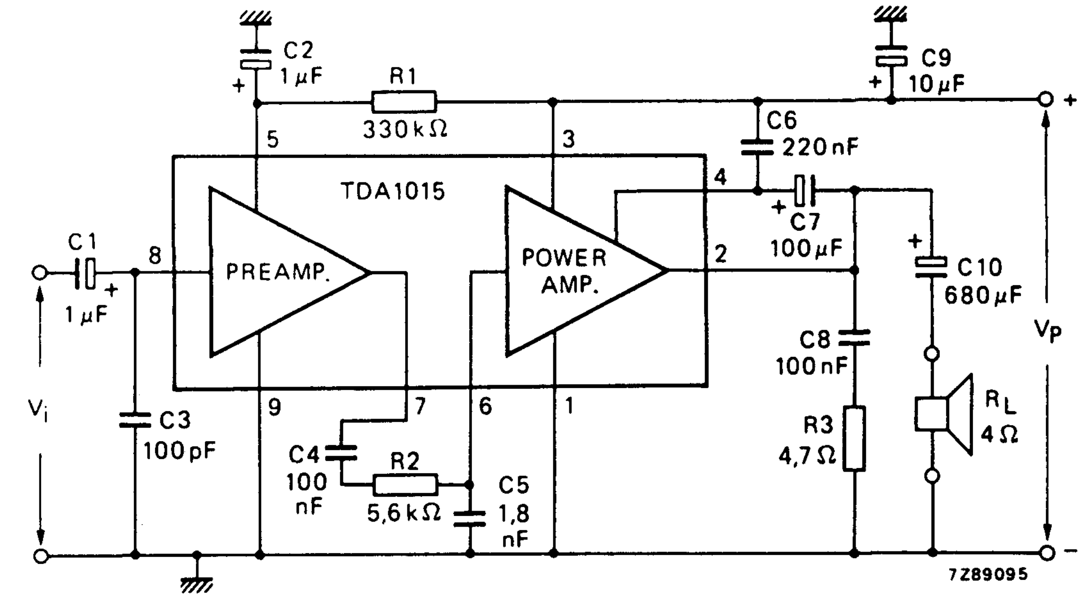


Figuur 14/6.3-36: Aansluitgegevens TDA 1015.

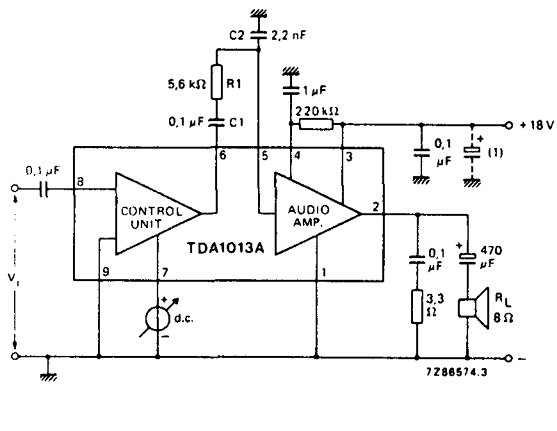


Figuur 14/6.3-37: Intern schema TDA 1015.

6.3 Type-beschrijving 1W < P < 5W



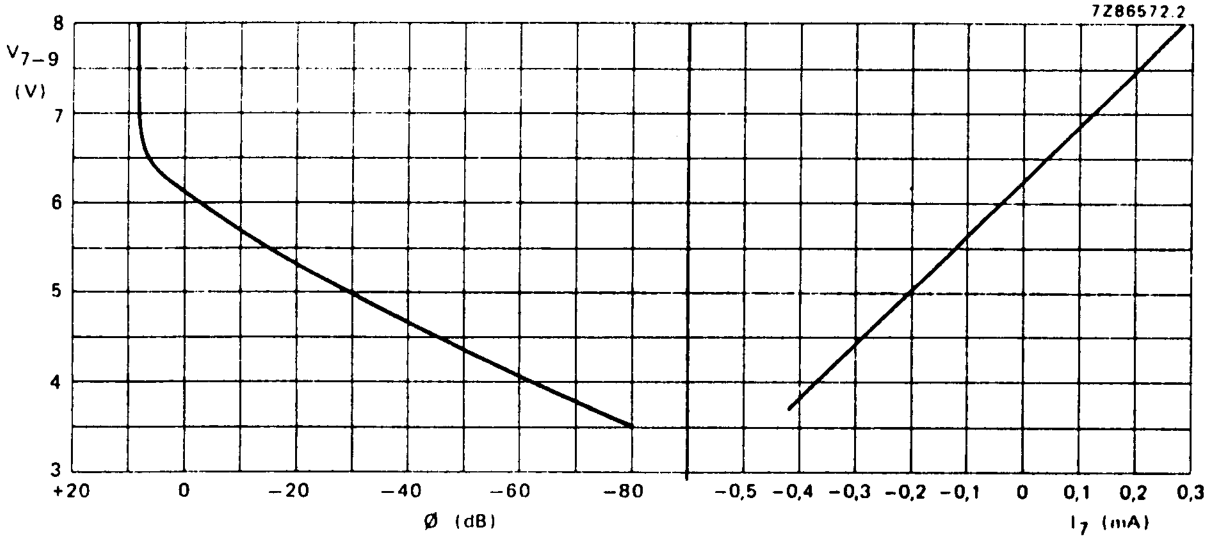
Figuur 14/6.3-38: Voorbeeld-schakeling met de LTDA 1015.



Figuur 14/6.3-39: Aansluitgegevens TDA 1013 A.

- ruststroom: 35 mA
- eindversterker
  - versterking: 30 dB typisch
  - bandbreedte: 20 kHz
  - ingangsimpedantie: 250 kΩ
  - vermogen: 4,5 W bij 18 V, d = 10% en 8 Ω
  - vervorming: o,5% bij 8 Ω, 18 V en 2,5 W
- regelversterker
  - regelbereik: figuur 14/6.3-40
  - ingangsimpedantie: 250 kΩ
  - uitgangsimpedantie: 200 Ω
  - ingangsspanning: 1,2 V max.
  - gevoeligheid: 55 mV

6.3 Type-beschrijving 1 W < P < 5 W



Figuur 14/6.3-40: Regelkarakteristiek van de spanningsgestuurde versterker in de TDA 1013 A.

14/6.4

Type-beschrijving P = 5 W

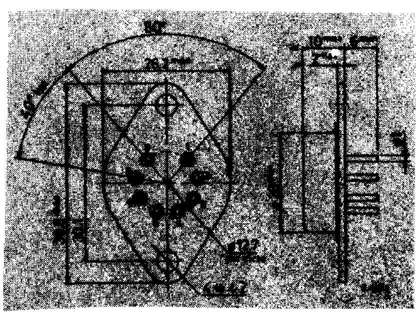
L 133 T

5 W – 8 Ω – 30 V

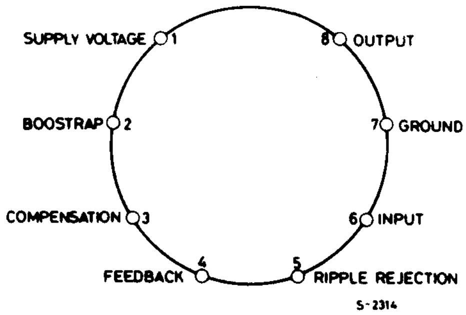
Semi-complementaire eindversterker in 8-pens TO-3 behuizing met zeer lage harmonische vervorming en zonder cross-over vervorming. De eindtrappen staan namelijk voor 100% ingesteld in klasse-B bedrijf.

Technische gegevens

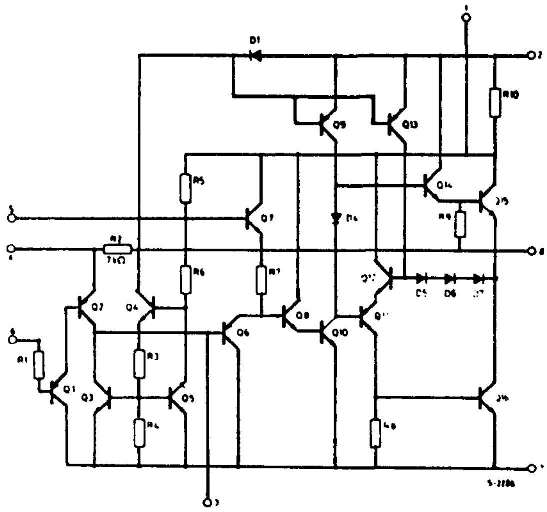
- fabrikant: Thomson Semiconductors
- behuizing: TO-3, figuur 14/6.4-1
- aansluitgegevens: figuur 14/6.4-2
- intern schema: figuur 14/6.4-3
- voedingsspanning: +30 V max.
  +24 V typisch
  + 5 V min.
- ruststroom: 20 mA
- versterking: 10 V/mV typisch
- bandbreedte: 15 kHz
- ingangsimpedantie: 5 MΩ
- ingangsstroom: 5 μA
- vermogen: 5 W bij 18 V, d = 10% en 8 Ω
- vervorming: 0,5% bij 8 Ω, 24 V en 3 W



Figuur 14/6.4-1: Behuizing L 133 T.

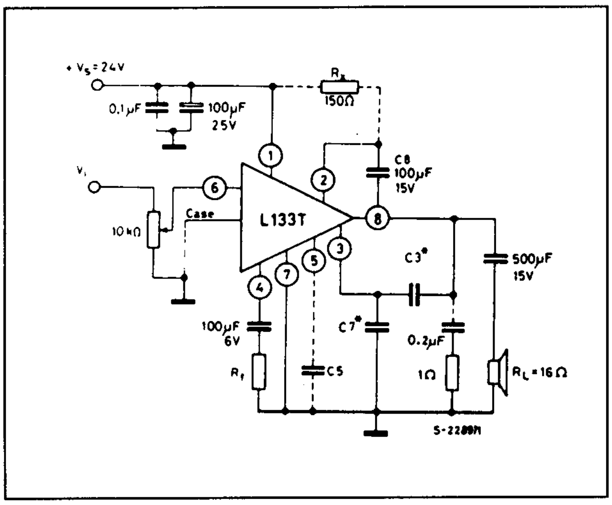


Figuur 14/6.4-2: Aansluitgegevens L 133 T

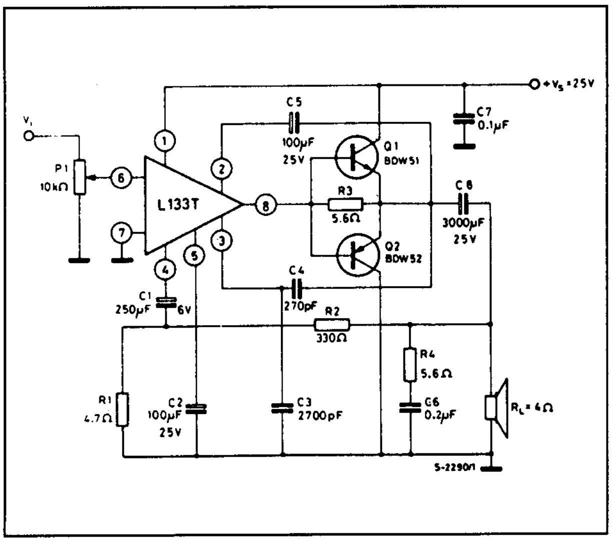


Figuur 14/6.4-3: Intern schema L 133 T.

6.4 Type-beschrijving P = 5 W



Figuur 14/6.4-4: Basis-schema versterker met L 133 T.



Figuur 14/6.4-5: De L 133 T als driver voor een echte complementaire eindtrap.

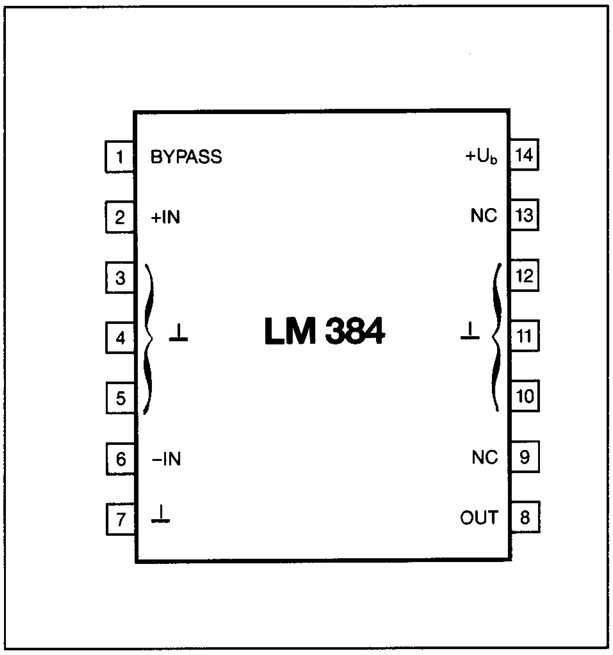
Voorbeeld-schakelingen

– figuur 14/6.4-4:

Basis-schema van de L 133 T eindversterker met bootstrapping met behulp van condensator C8. Door het aanbrengen van condensator C5 verbetert de onderdrukking van de voedingsrimpel.

– figuur 14/6.4-5:

De L 133 T als driver voor een complementaire eindtrap opgebouwd met discrete transistoren. De schakeling levert 14 W bij een totale harmonische vervorming van 0,3%, heeft een



Figuur 14/6.4-6: Aansluitgegevens LM 384.

gevoeligheid van 130 mV en een bandbreedte bij vol vermogen van 5 Hz tot 50 kHz.

LM 384

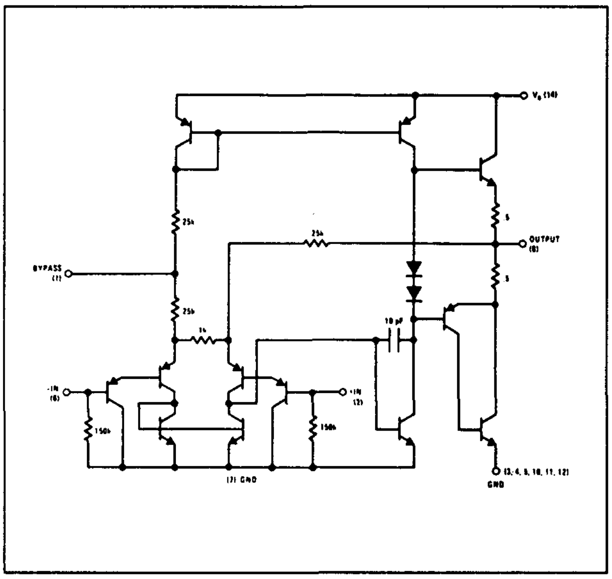
5 W – 8 Ω – 28 V

Semi-complementaire eindversterker in DIL-14 behuizing met zes pennen als warmte-afvoer naar de print en/of koelplaat. Intern vastgelegde versterking van 34 dB (x50). Ingang kan zonder koppel-condensator worden aangesloten, uitgang is kortsluitvast.

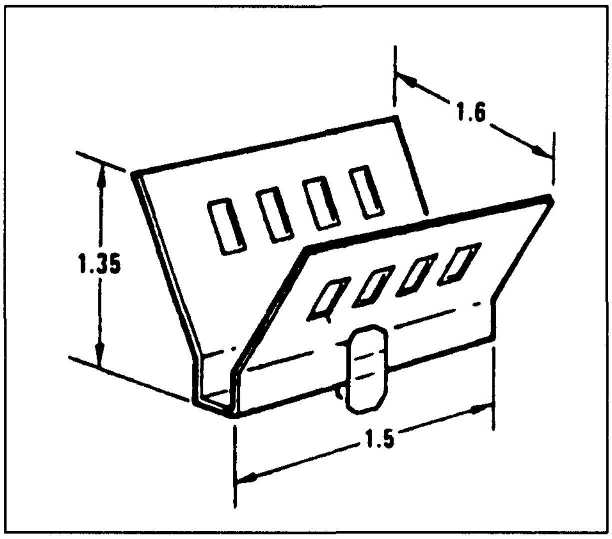
Technische gegevens

- fabrikant: National Semiconductor
- behuizing: DIL-14
- aansluitgegevens: figuur 14/6.4-6
- intern schema: figuur 14/6.4-7
- voedingsspanning: +28 V max.
  +22 V typisch
- ruststroom: 25 mA
- versterking: 34 dB typisch
- bandbreedte: 450 kHz
- ingangsimpedantie: 150 kΩ
- ingangsstroom: 100 nA
- vermogen: 5 W bij 22 V, d = 10% en 8 Ω
- vervorming: 0,25% bij 8 Ω, 22 V en 4 W

6.4 Type-beschrijving P = 5 W



Figuur 14/6.4-7: Intern schema LM 384.



Figuur 14/6.4-8: Afmetingen speciale koelplaat voor LM 384.

- afmetingen speciale koelplaat:
  figuur 14/6.4-8

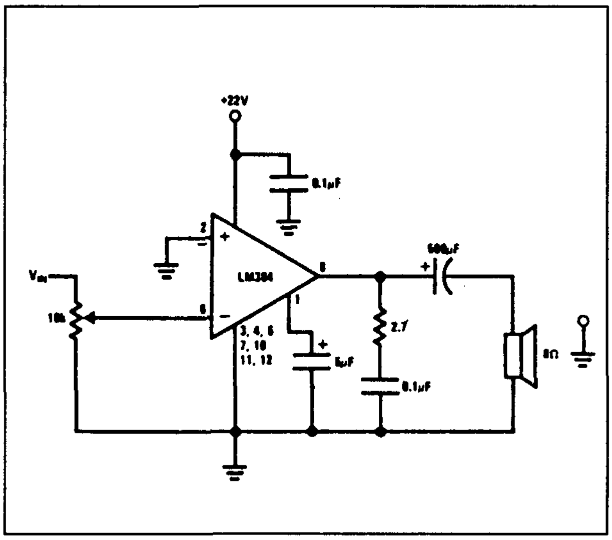
Voorbeeld-schakelingen

- figuur 14/6.4-9:

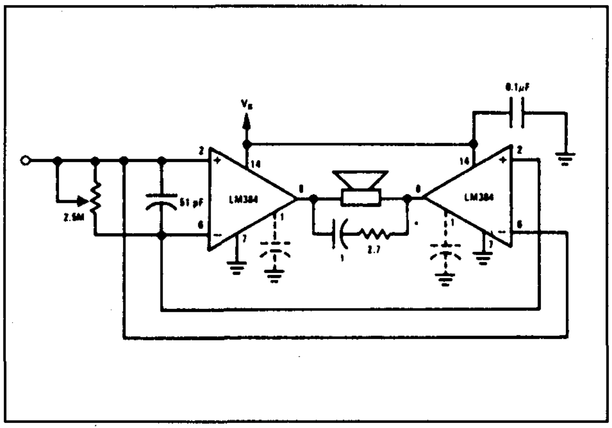
Basis-schema van de LM 384 eindversterker.

- figuur 14/6.4-10:

Twee LM 384 IC's vormen door sturing in tegenfase een brugversterker met verdubbeld uitgangsvermogen.



Figuur 14/6.4-9: Standaard schema met LM 384.



Figuur 14/6.4-10: Brugschakeling met twee LM 384 IC's.

SL 414 A

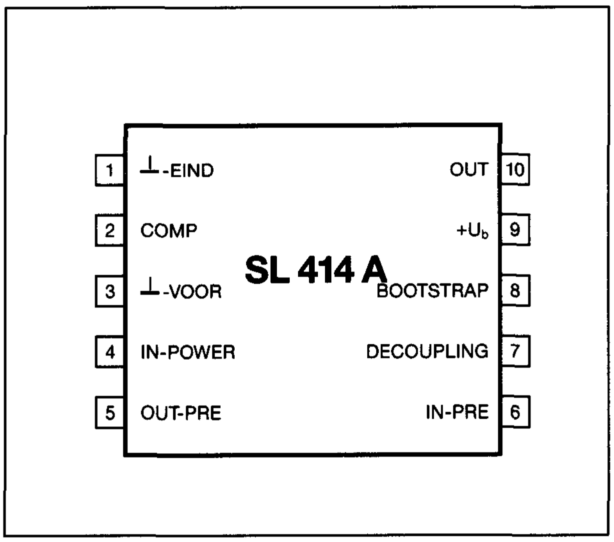
5 W – 8 Ω – 20 V

Semi-complementaire eindversterker in DIL-10 behuizing met extra voorversterker met zeer hoge ingangs-impedantie.

Technische gegevens

- fabrikant: Plessey Semicondutors
- behuizing: DIL-10
- aansluitgegevens: figuur 14/6.4-11
- intern schema: figuur 14/6.4-12
- voedingsspanning: +20 V max.
  +18 V typisch
- versterking
  - voorversterker: 24 dB typisch
  - eindversterker: 26 dB typisch

6.4 Type-beschrijving P = 5 W



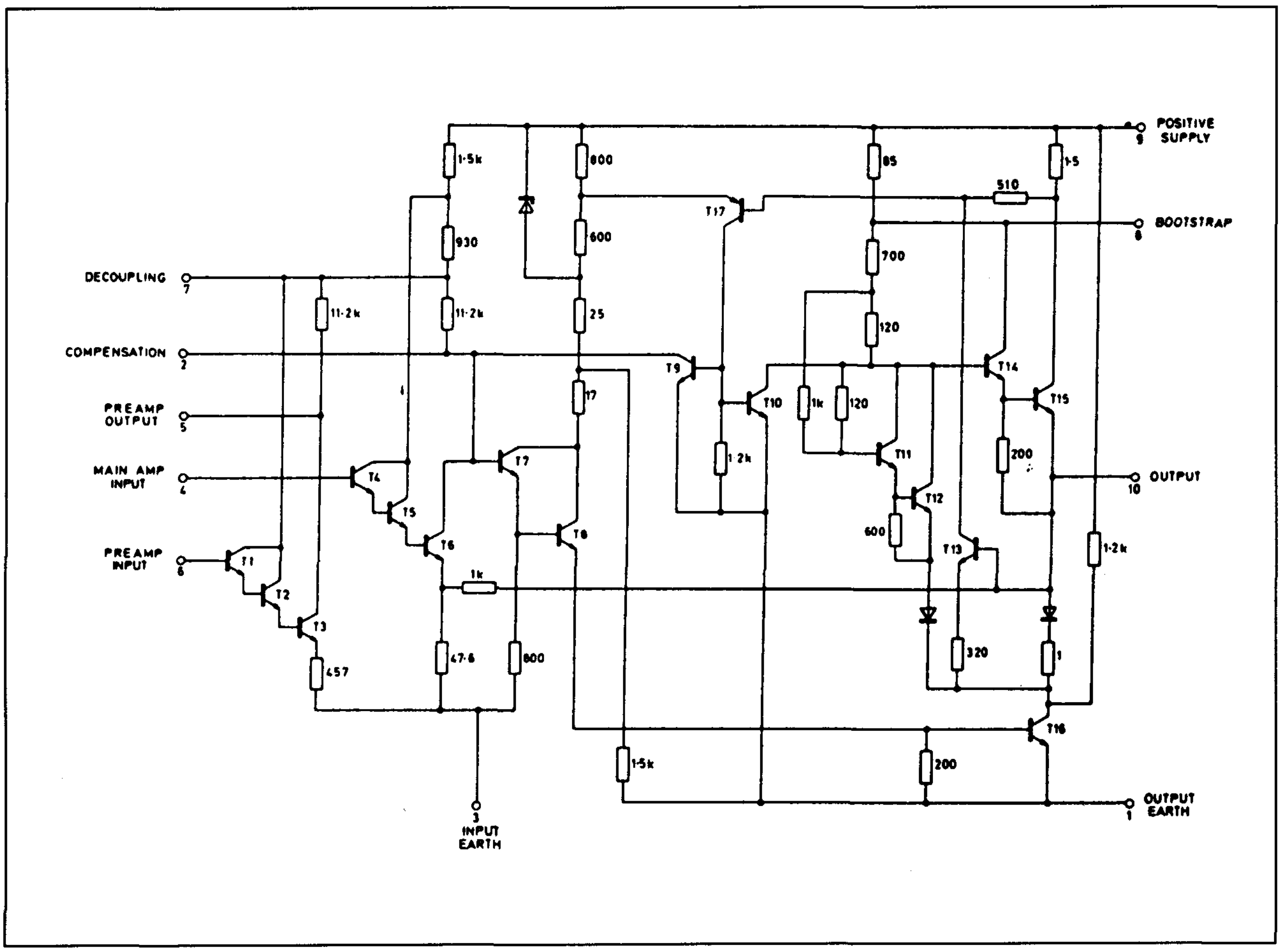
Figuur 14/6.4-11: Aansluitgegevens SL 415 A en 414 A.

- bandbreedte: 15 kHz
- ingangsimpedantie
  - voorversterker: 20 MΩ
  - eindversterker: 100 MΩ
- ingangsstroom
  - voorversterker: 100 nA
  - eindversterker: 100 nA
- vermogen: 3 W bij 18 V, d = 10% en 8 Ω
- vervorming
  - voorversterker: 0,1 %
  - eindversterker: 0,3% bij 1 W

Voorbeeld-schakeling

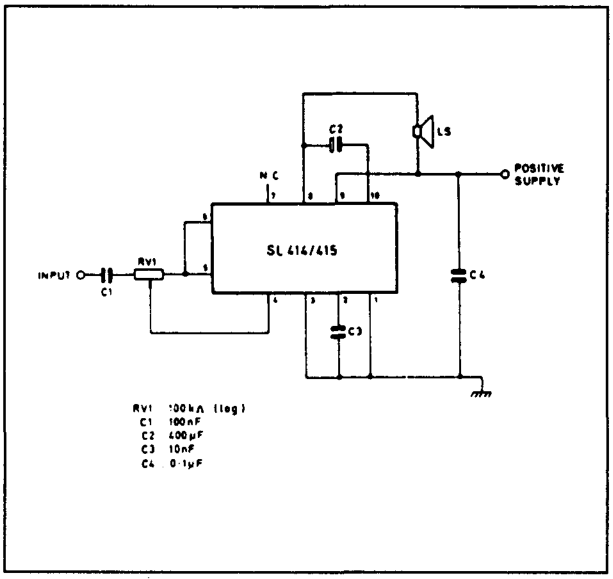
- figuur 14/6.4-13:

Basis-schema van de SL 414 A eindversterker.

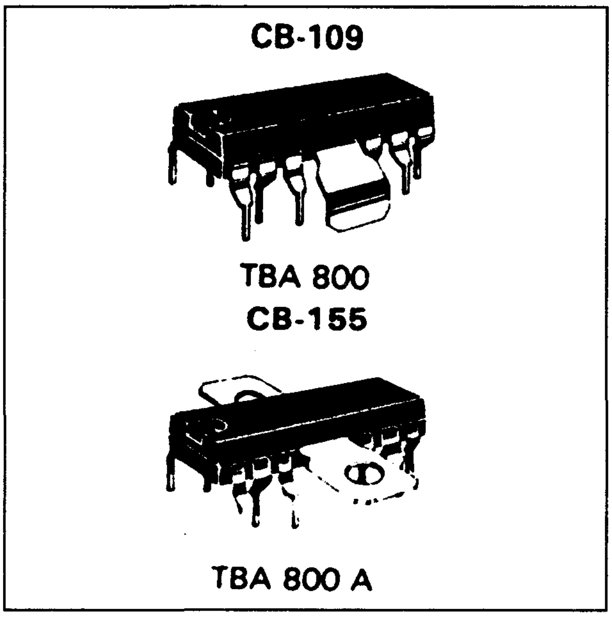


Figuur 14/6.4-12: Intern schema van de SL 415 A en SL 414 A.

6.4 Type-beschrijving P = 5 W



Figuur 14/6.4-13: Voorbeeldschakeling met de SL-serie.



Figuur 14/6.4-14: Behuizing van de TBA 800.

SL 415 A

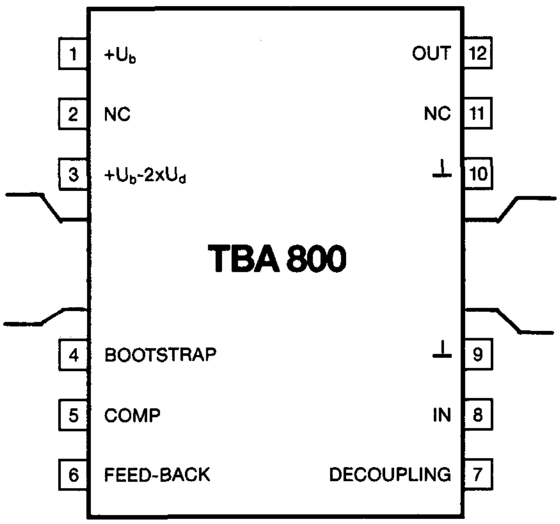
5 W – 8 Ω – 25 V

Identiek aan de SL 414 A, het enige verschil is een grotere maximale voedingsspanning van 25 V, waardoor het IC in staat is grotere piekvermogens te leveren.

Technische gegevens

- fabrikant: Plessey Semiconductors
- voedingsspanning: +25 V max.

Voor de overige gegevens wordt verwezen naar de SL 414 A.



Figuur 14/6.4-15: Aansluitgegevens TBA 800.

TBA 800

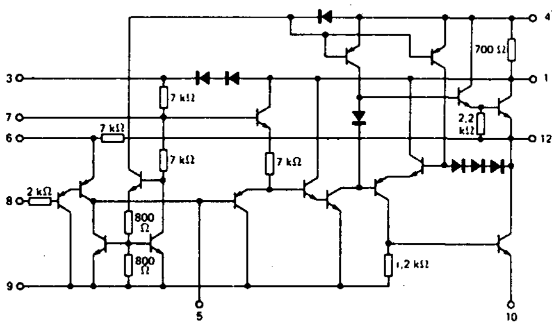
5 W – 16 Ω – 30 V

Semi-complementaire eindversterker in twee speciale DIL-behuizingen met koelpennen als warmte-afvoer naar de print en/of koelplaat. Ingang kan zonder koppel-condensator worden aangesloten, uitgang is temperatuur-gestabiliseerd.

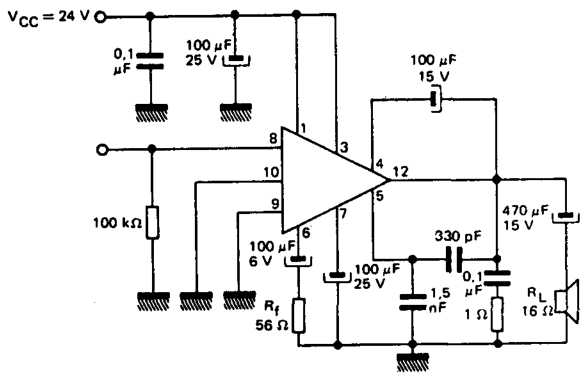
Technische gegevens

- fabrikant: Thomson Semiconductors, Telefunken
- behuizing: DIL-speciaal, figuur 14/6.4-14
- aansluitgegevens: figuur 14/6.4-15
- intern schema: figuur 14/6.4-16
- voedingsspanning: +30 V max.
  +24 V typisch
  + 5 V min.
- ruststroom: 20 mA
- versterking: 45 dB typisch
- bandbreedte: 20 kHz

6.4 Type-beschrijving P = 5 W



Figuur 14/6.4-16: Intern schema TBA 800.



Figuur 14/6.4-17: Standaard schema van versterker met TBA 800.

- ingangsimpedantie: 5 MΩ
- ingangsstroom: 5 µA
- vermogen: 5 W bij 24 V, d = 10% en 16 Ω
- vervorming: 0,5% bij 16 Ω, 24 V en 2,5 W

Voorbeeld-schakeling

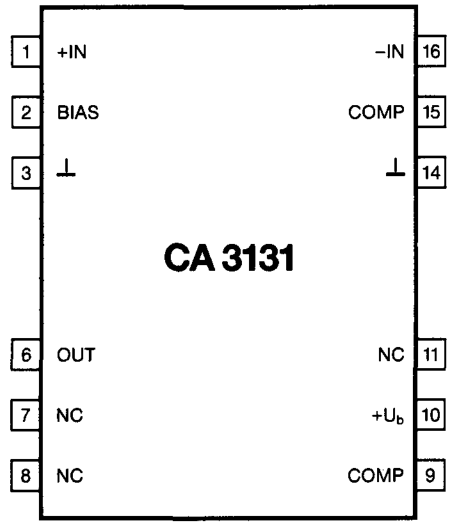
- figuur 14/6.4-17:

Basis-schema van de TBA 800 eindversterker.

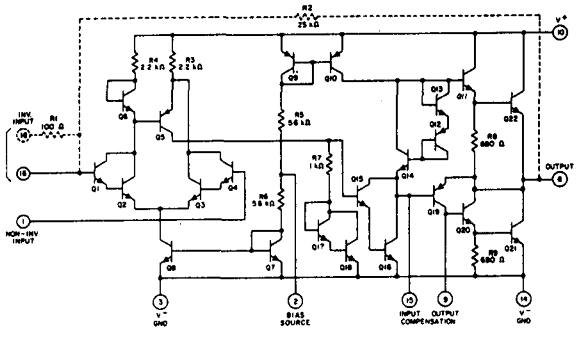
CA 3131

5 W – 8 Ω – 28 V

Semi-complementaire eindversterker in speciale DIL-behuizing met koelpennen als warmte-afvoer naar de print en/of koelplaat. Versterking intern vastgelegd op 48 dB.



Figuur 14/6.4-18: Aansluitgegevens CA 3131.



Intern schema CA 3131.

Technische gegevens

- fabrikant: RCA
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 14/6.4-18
- intern schema: figuur 14/6.4-19
- voedingsspanning: +28 V max.
  +24 V typisch
- ruststroom: 10 mA
- versterking: 48 dB typisch
- ingangsimpedantie: 200 kΩ

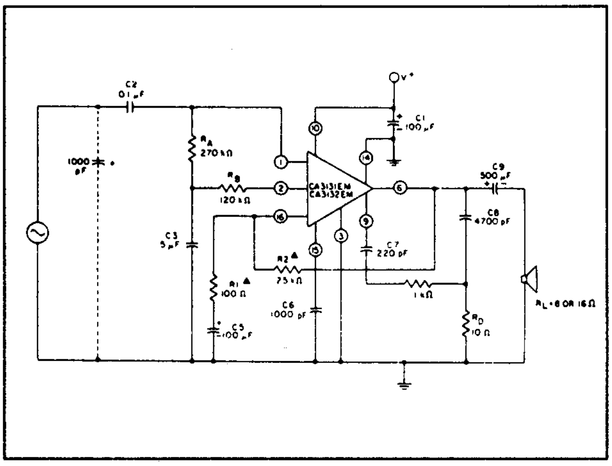
6.4 Type-beschrijving P = 5 W

- vermogen: 4 W bij 24 V, d = 10% en 8 Ω
- vervorming: 1 % bij 16 Ω, 24 V en 3 W

Voorbeeld-schakeling

- figuur 14/6.4-20:

Basis-schema van de CA 3131 eindversterker.

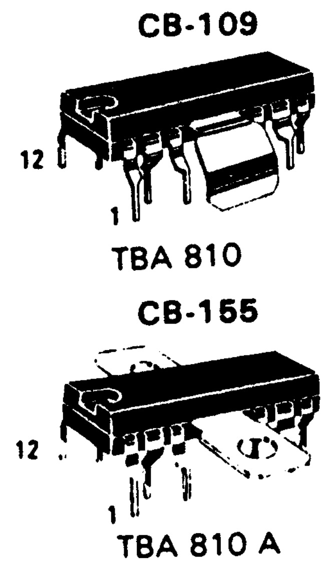


Figuur 14/6.4-20: Voorbeeld-schakeling met de CA 3131.

6.4 Type-beschrijving P = 5 W

14/6.5

Type-beschrijving 5 W < P < 10 W



Figuur 14/6.5-1: Behuizingen van de TBA 810.

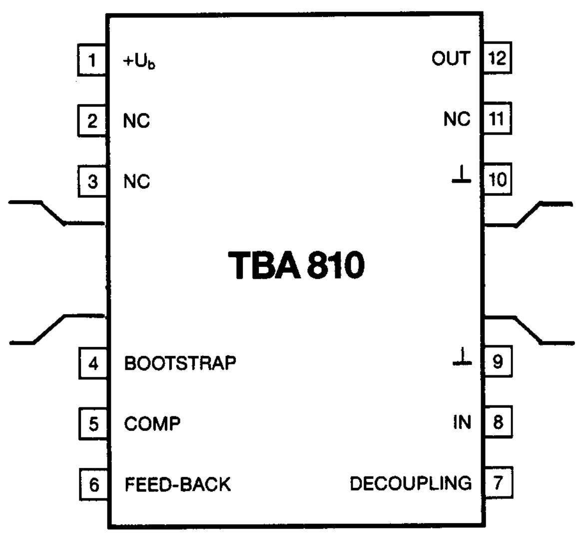
TBA 810

6 W – 4 Ω – 40 V

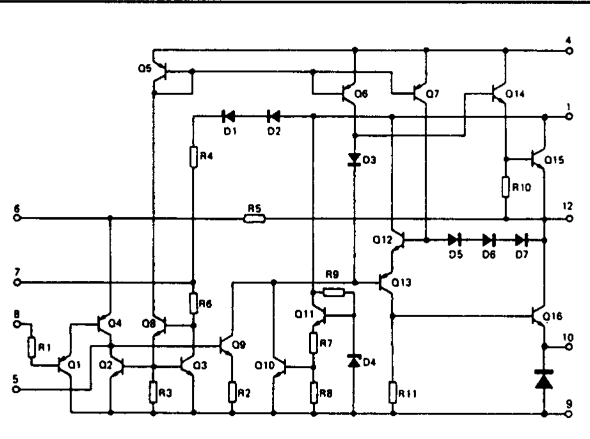
Semi-complementaire eindversterker leverbaar in twee speciale DIL-behuizingen met koelplaten voor warmte-afvoer naar print of externe koeler. Volledig beveiligd tegen overbelasting, overspanning en kortsluiting.

Techniche gegevens

- fabrikant: Thomson Semiconductors
- behuizing: figuur 14/6.5-1
- aansluitgegevens: figuur 14/6.5-2
- intern schema: figuur 14/6.5-3
- voedingsspanning: +40 V max.
  +20 V typisch
  + 4 V min.
- ruststroom: 20 mA



Figuur 14/6.5-2: Aansluitgegevens van de TBA 810.



Figuur 14/6.5-3: Intern schema TBA 810.

6.5 Type-beschrijving 5 W < P < 10 W

- versterking: 40 dB typisch
- bandbreedte: 20 kHz
- ingangsimpedantie: 5 MΩ
- ingangsstroom: 0,4 μA
- vermogen: 6 W bij 14,4 V, d = 10% en 4 Ω
- vervorming: 0,3% bij 4 Ω, 14,4 V en 2,5 W
- ingangsspanning: 220 mV ~ max.
- afmetingen koperen koeloppervlak op de print: figuur 14/6.5-4

Voorbeeld-schakelingen

- figuur 14/6.5-5:

Basis-schema van de TBA 810 eindversterker met bootstrapping met behulp van condensator tussen pen 12 en pen 4. Door het aanbrengen van condensator tussen de massa en pen 7 verbetert de onderdrukking van de voedingsrimpel.

- figuur 14/6.5-6:

Basis-schema met de luidspreker geschakeld tussen de voeding en de uitgang.

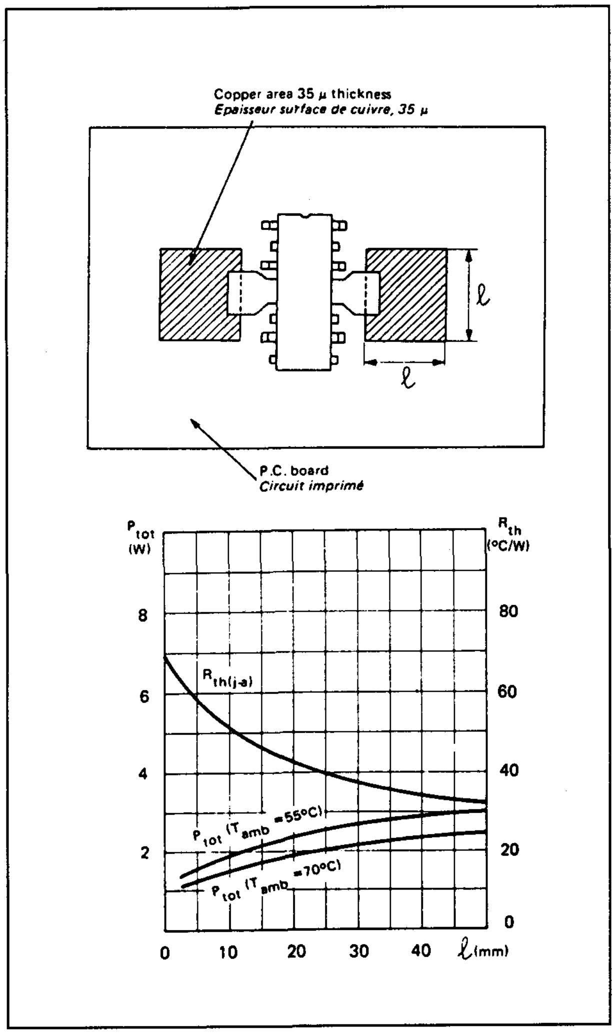
TDA 2611 A

6 W – 8 Ω – 35 V

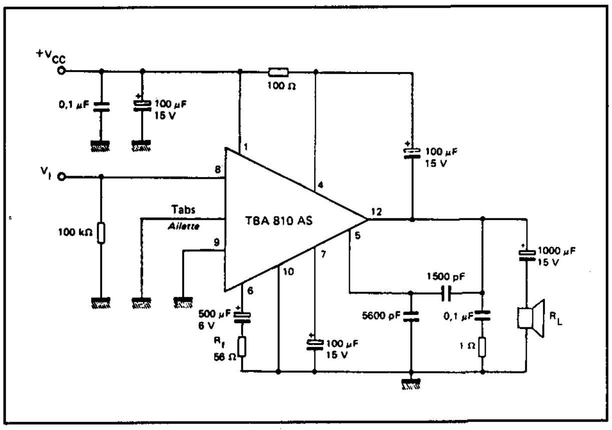
Semi-complementaire eindversterker in 9-pens single-in-line (SIL) behuizing met ingebouwde thermische beveiliging en de mogelijkheid de ingangsimpedantie te verhogen.

Technische gegevens

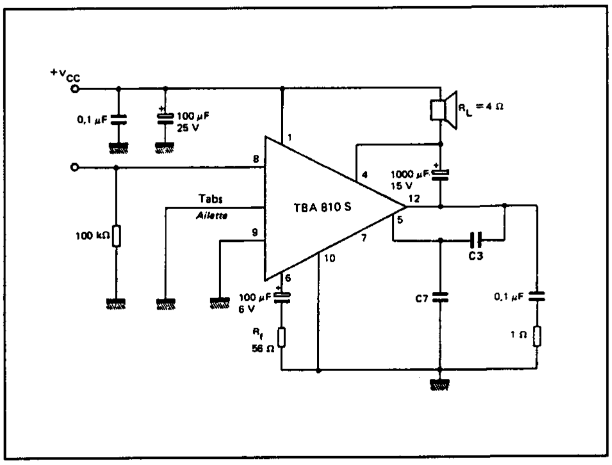
- fabrikant: Philips
- behuizing: SIL-9, figuur 14/6.5-8



Figuur 14/6.5-4: Koeling op de print.

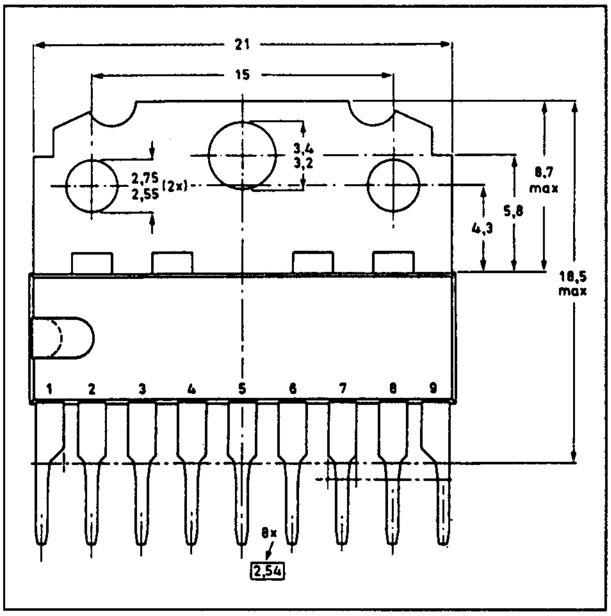


Figuur 14/6.5-5: Basis-schema TBA 810 met bootstrapping.

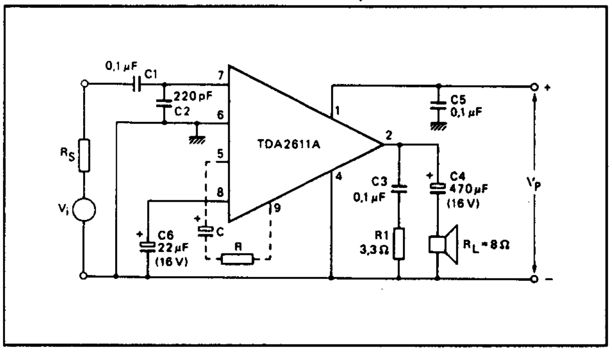


Figuur 14/6.5-6: Luidspreker tussen de uitgang en de voeding geschakeld.

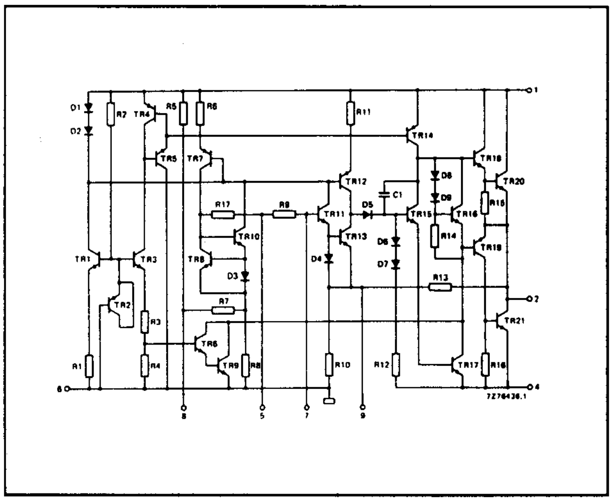
6.5 Type-beschrijving 5 W < P < 10 W



Figuur 14/6.5-7: Behuizing TDA 2611 A.



Figuur 14/6.5-8: Aansluitgegevens TDA 2611 A.



Figuur 14/6.5-9: Intern schema TDA 2611 A.

- aansluitgegevens: figuur 14/6.5-8
- intern schema: figuur 14/6.5-9
- voedingsspanning: +35 V max.
  +18 V typisch
  \+ 6 V min.
- ruststroom: 15 kHz
- ingangsimpedantie: 45 kΩ
- vermogen: 6 W bij 20 V, d = 10% en 8 Ω
  4 W bij 18 V, d = 10% en 8 Ω
- vervorming: 1% bij 8 Ω, 14 V en 2 W
- ingangsspanning: 55 mV ~ voor 2,5 W in 8 Ω

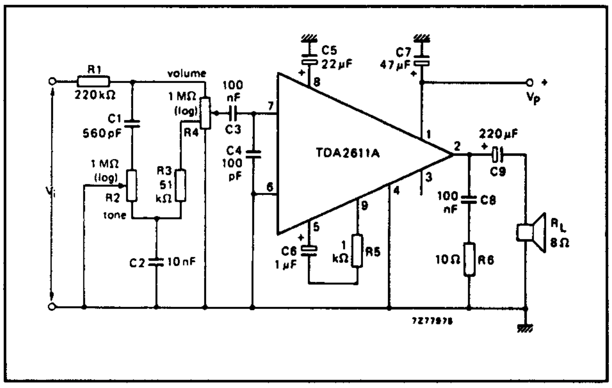
Voorbeeld-schakeling
- figuur 14/6.5-10:

Totale versterker-schakeling voor keramische toonafnemer.

TDA 1011
6,5 W – 4 Ω – 24 V

Semi-complementaire eindversterker in 9-pens single-in-line (SIL) behuizing met ingebouwde afzonderlijke voorversterker, hoge ingangsimpedantie en thermische beveiliging.

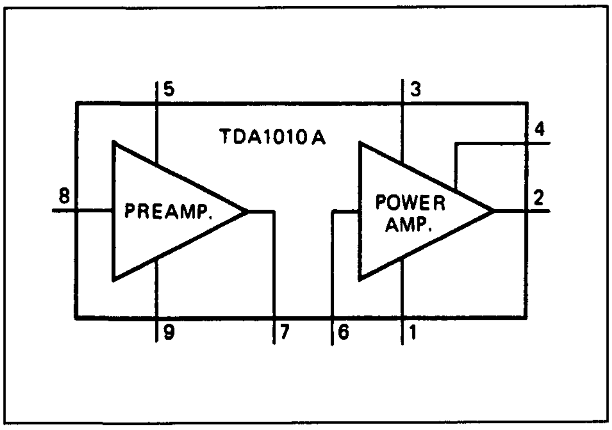
Technische gegevens
- fabrikant: Philips
- behuizing: SIL-9, figuur 14/6.5-7
- aansluitgegevens: figuur 14/6.5-11
- intern schema: figuur 14/6.5-12
- voedingsspanning: +24 V max.
  +16 V typisch
  \+ 3,6 V min.
- ruststroom: 14 mA
- bandbreedte: 15 kHz



Figuur 14/6.5-10: Versterker voor keramische toonafnemer met TDA 2611 A.

6.5 Type-beschrijving 5 W < P < 10 W

- ingangsimpedantie
  - voorversterker: 100 kΩ
  - eindversterker: 20 kΩ
- vermogen: 6,5 W bij 16 V, d = 10% en 4 Ω
  2,3 W bij 12 V, d = 10% en 4 Ω
- vervorming: 0,2% bij 4 Ω, 16 V en 1 W
- versterking
  - voorversterker: 25 dB
  - eindversterker: 31 dB



Figuur 14/6.5-11: Aansluitgegevens TDA 1011.

Voorbeeld-schakeling
- figuur 14/6.5-13:

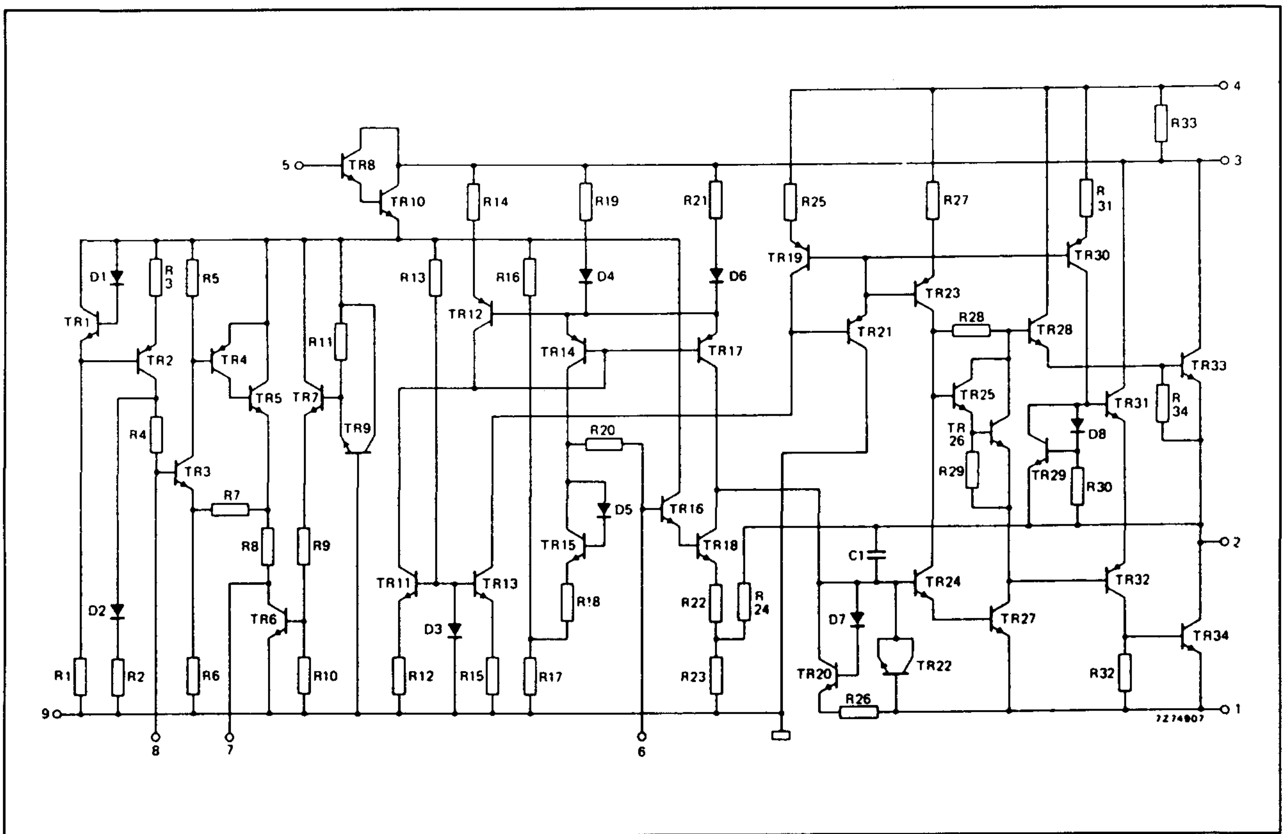
Totale versterker-schakeling met de TDA 1011 met een uitgangsvermogen van 4 W.

TDA 1011 A

6,5 W – 4 Ω – 24 V

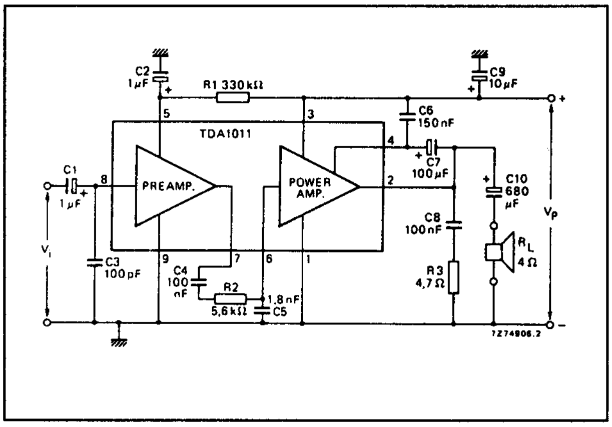
Vergelijkbaar met de TDA 1011, enig verschil is dat de eindversterker een fase-verschuiving van 180° bezit tussen de ingang en de uitgang, zodat men toonregelingen en alle overige terugkoppelingen die door middel van tegenkoppeling werken rechtstreeks tussen de uitgang en de ingang kan opnemen.

Technische gegevens
fabrikant: Philips

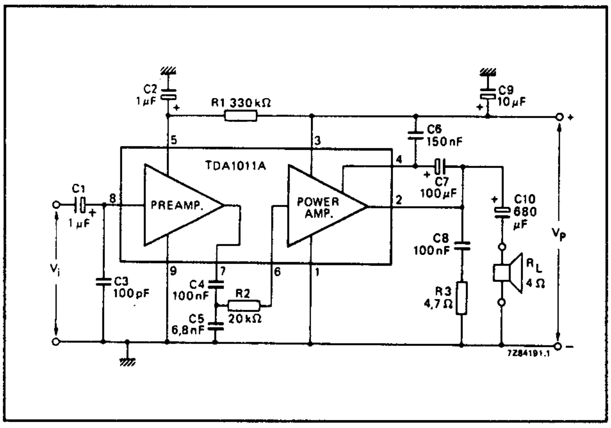


Figuur 14/6.5-12: Intern schema TDA 1011.

6.5 Type-beschrijving 5 W < P < 10 W



Figuur 14/6.5-13: Voorbeeld-schakeling met de TDA 1011.



Figuur 14/6.5-14: Basis-schema rond de TDA 1011 A.

Voor de overige gegevens wordt verwezen naar de TDA 1011.

Voorbeeld-schakeling

– figuur 14/6.5-14:
Totale versterker-schakeling met de TDA 1011 A met een uitgangsvermogen van 4 W.

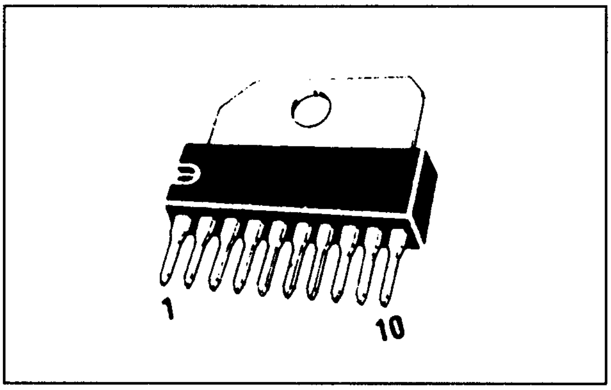
TEA 2021

7 W – 4 Ω – 28 V

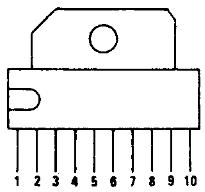
Semi-complementaire eindversterker in 10-pens single-in-line (SIL) behuizing met ingebouwde thermische beveiliging en gelijkspanningsgekoppelde ingang.

Technische gegevens

- fabrikant: Thomson Semiconductors
- behuizing: SIL-10, figuur 14/6.5-15



Figuur 14/6.5-15: Behuizing van de TEA 2021.



1	Bootstrap	6	Preamplifier ground and substrate
2	Compensation	7	No to be used
3	Feed-back network	8	Output stage ground
4	Ripple rejection	9	Output
5	Input	10	Supply voltage V_{CC}

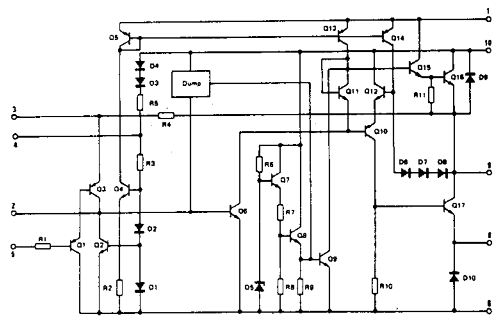
Figuur 14/6.5-16: Aansluitgegevens TEA 2021.

- aansluitgegevens: figuur 145/6.5-16
- intern schema: figuur 14/6.5-17
- voedingsspanning: +28 V max.
  +20 V typisch
  + 4 V min.
- ruststroom: 20 mA
- bandbreedte: 20 kHz
- ingangsimpedantie: 5 MΩ
- vermogen: 7 W bij 16 V, d = 10% en 4Ω
  5,5 W bij 14,5 V, d = 10% en 4 Ω
- vervorming: 0,3% bij 4 Ω, 14,5 V en 2,5 W
- ingangsspanning: 75 mV ~ voor 6 W in 4 Ω
- versterking: 40 dB max.

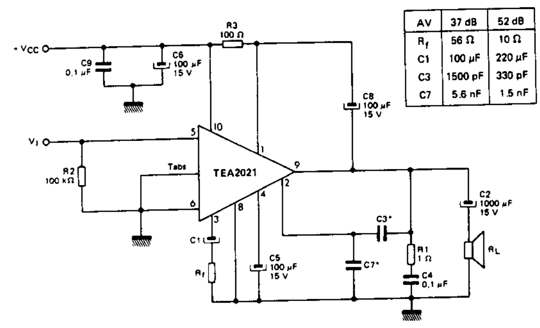
Voorbeeld-schakeling

– figuur 14/6.5-18:
Basis-schema van versterker met de TEA 2021.

6.5 Type-beschrijving 5 W < P < 10 W



Figuur 14/6.5-17: Intern schema TEA 2021.



Figuur 14/6.5-18: Basis-schema rond de TEA 2021.

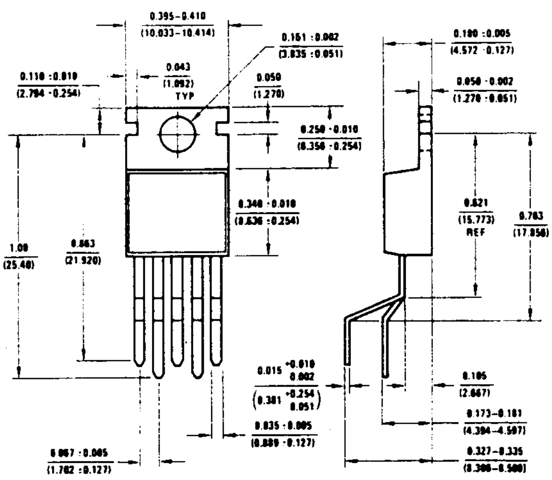
LM 383

7 W – 4 Ω – 40 V

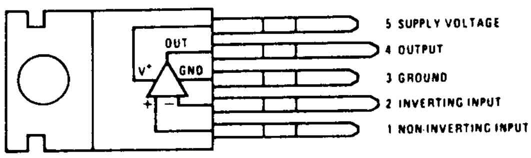
Semi-complementaire eindversterker in 5-pens TO-220 behuizing met ingebouwde thermische beveiliging en stroombegrenzing. De 383 kan op een typische accu-spanning van 13,8 V 7 W leveren aan een 2 Ω luidspreker. Bij brugschakeling is het zelfs mogelijk een autoradio-booster te bouwen met een vermogen van 16 W!

Technische gegevens

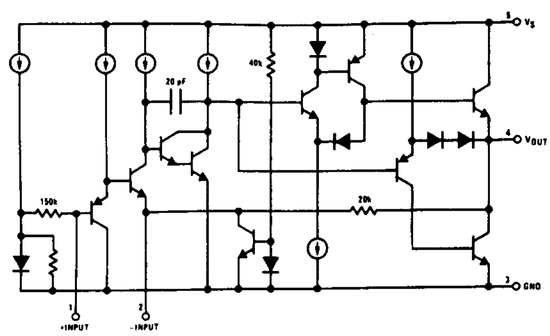
- fabrikant: National Semiconductor
- behuizing: TO-220, figuur 14/6.5-19
- intern schema: figuur 14/6.5-21
- voedingsspanning: +40 V max.
+20 V typisch
+ 5 V min.
- ruststroom: 80 mA



Figuur 14/6.5-19: Behuizing van de LM 383.



Figuur 14/6.5-20: Aansluitgegevens LM 383.



Figuur 14/6.5-21: Intern schema rond de LM 383.

- bandbreedte: 30 kHz
- ingangsimpedantie: 150 kΩ

6.5 Type-beschrijving 5 W < P < 10 W

- vermogen: 7 W bij 13,2 V, d = 10% en 2Ω
  5 W bij 13,8 V, d = 10% en 4 Ω
- vervorming: 0,2% bij 2 Ω, 14,5 V en 4 W
- ingangsspanning: 0,35 V ~ max.

Voorbeeld-schakelingen

- figuur 14/6.5-22:

Basis-schema van versterker met de LM 383.

- figuur 14/6.5-23:

Brugversterker met twee identieke IC's en met een uitgangsvermogen van 16 W in 4 Ω bij 14,4 V.

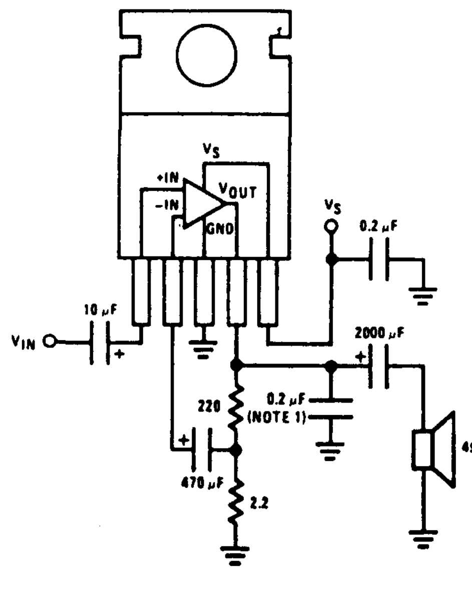
TBA 810 S

7 W – 4 Ω – 20 V

Semi-complementiare eindversterker leverbaar in twee speciale DIL-behuizingen met koelplaatjes die de interne dissipatie afvoeren naar de printplaat of de externe koeler. Het IC heeft een ingebouwde thermische beveiliging.

Technische gegevens

- fabrikant: SGS-Ates, Telefunken
- behuizing: figuur 14/6.5-24
- aansluitgegevens: figuur 14/6.5-25



Figuur 14/6.5-22: Basis-schema rond de LM 383.

- intern schema: figuur 14/6.5-26
- voedingsspanning: +20 V max.
  +16 V typisch
  + 4 V min.
- ruststroom: 20 mA
- bandbreedte: 20 kHz
- ingangsimpedantie: 5 MΩ
- vermogen: 7 W bij 16 V, d = 10% en 4 Ω
  2,5 W bij 9 V, d = 10% en 4 Ω
- vervorming: 0,3% bij 4 Ω, 14,4 V en 3 W
- ingangsspanning: 0,22 V max.
- gevoeligheid: 80 mV ~ voor 6 W in 4 Ω
- ingangsstroom: 4 µA max.
- versterking: 40 dB max.
- externe koeling: figuur 14/6.5-27

Voorbeeld-schakeling

- figuur 14/6.5-28:

Basis-schema van versterker met de TBA 810 S.

TBA 810 P

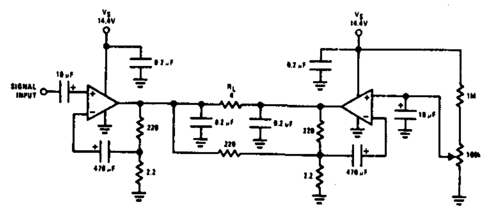
7 W – 4 Ω – 20 V

Verbeterde versie van de TBA 810 S met volledige protectie, zowel tegen oververhitting, tegen kortsluiting als tegen het verkeerd aansluiten van de voedingsspanning. Deze versie heeft bovendien betere ruiseigenschappen.

Technische gegevens

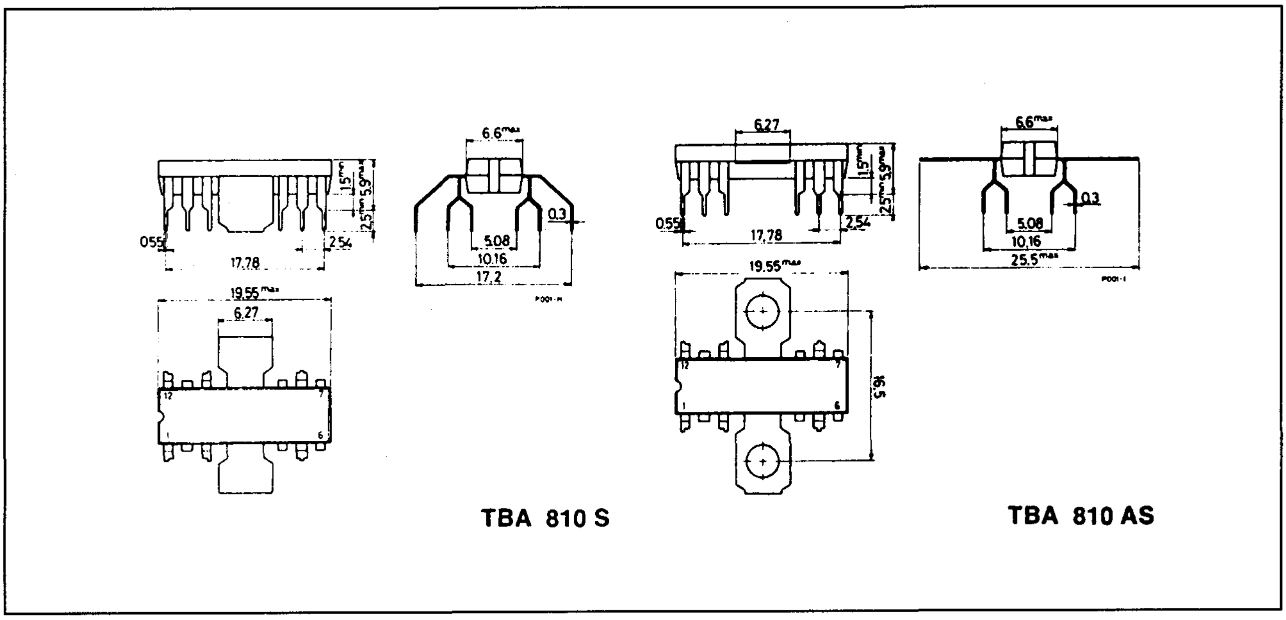
- fabrikant: SGS-Ates

Voor de overige gegevens wordt verwezen naar de TBA 810 S.

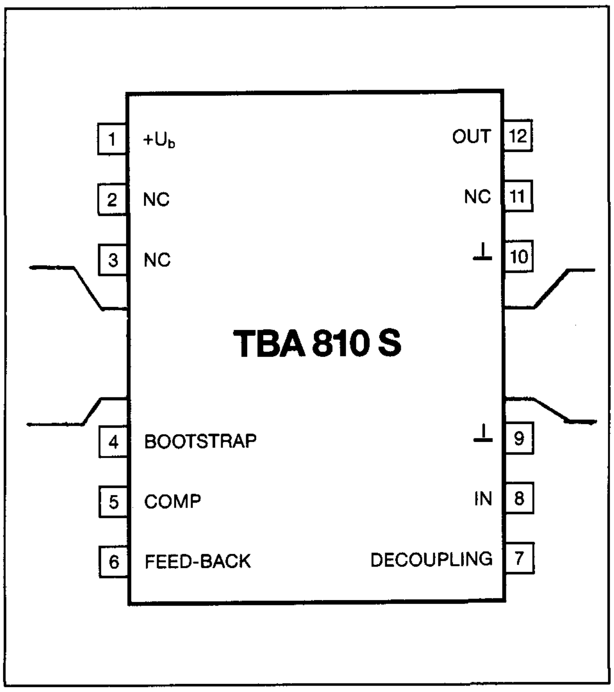


Figuur 14/6.5-23: Brugschakeling met een vermogen van 16 W met twee LM 383 IC's.

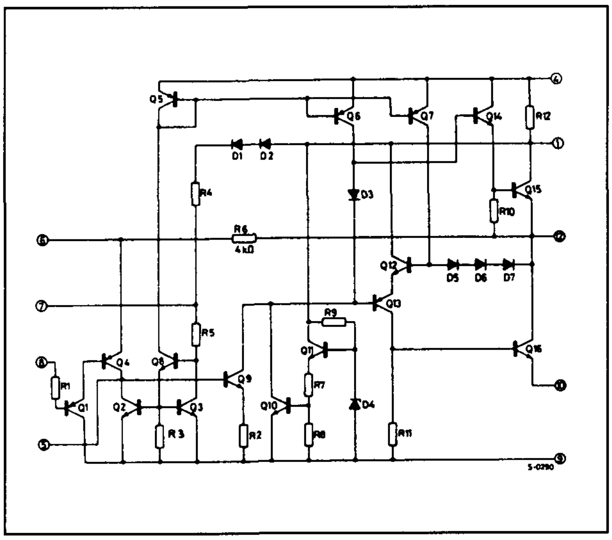
6.5 Type-beschrijving 5 W < P < 10 W



Figuur 14/6.5-24: Behuizingen van de TBA 810 S.



Figuur 14/6.5-25: Aansluitgegevens TBA 810 S.



Figuur 14/6.5-26: Intern schema TBA 810 S.

LM 2002

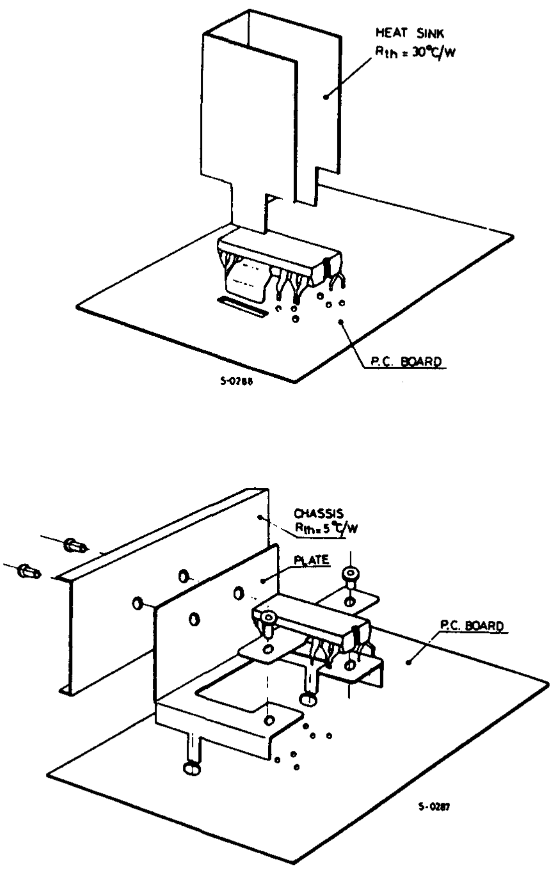
8 W – 4 Ω – 25 V

Semi-complementaire eindversterker in 5-pens TO-220 behuizing met ingebouwde thermische beveiliging en stroombegrenzing.

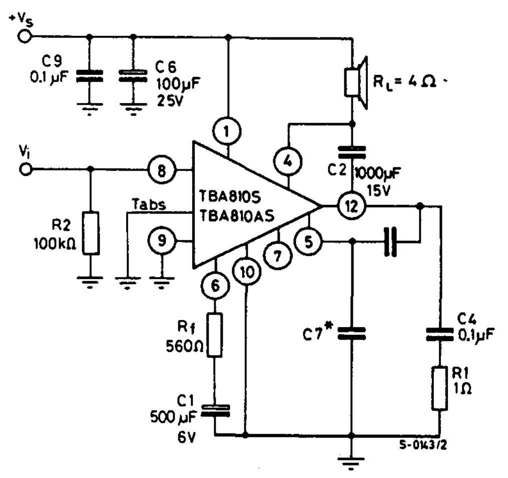
De 2002 kan op een typische accu-spanning van 14,4 V 7,4 W leveren aan een 2 Ω luidspreker. Bij brugschakeling is het zelfs mogelijk een autoradio-booster te bouwen met een vermogen van 16 W!

De LM 2002 is pen-compatible met de europese TDA 2002 versie, die echter meer vermogen kan leveren en in de volgende paragraaf besproken wordt.

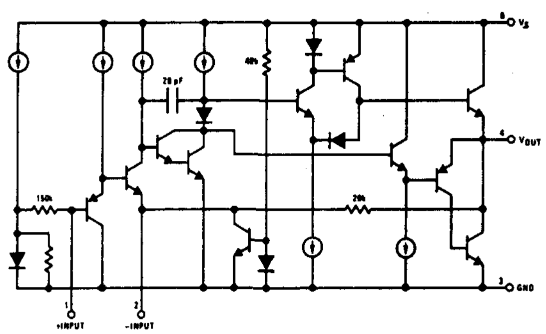
6.5 Type-beschrijving 5 W < P < 10 W



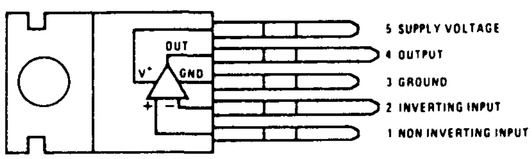
Figuur 14/6.5-27: Montage speciale koelprofielen voor de TBA 810 S.



Figuur 14/6.5-28: Voorbeeld-schakeling rond de TBA 810 S.



Figuur 14/6.5-30: Intern schema LM 2002.



Figuur 14/6.5-29: Aansluitgegevens LM 2002.

Technische gegevens

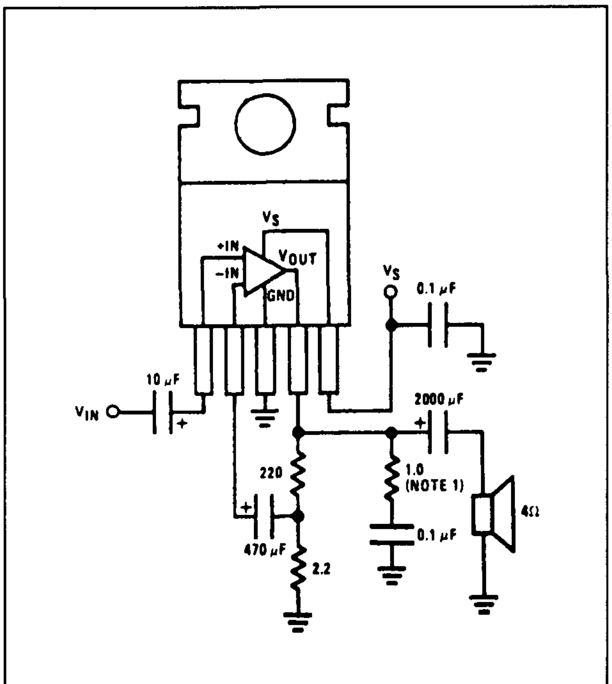
fabrikant: National Semiconductor
- aansluitgegevens: figuur 14/6.5-29
- intern schema: figuur 14/6.5-30
- voedingsspanning: +25 V max.
  +14,4 V typisch
  + 5 V min.
- ruststroom: 80 mA
- bandbreedte: 100 kHz
- ingangsimpedantie: 100 kΩ
- vermogen: 7,4 W bij 14,4 V, d = 10% en 2 Ω
  5,2 W bij 14,4 V, d = 10% en 4 Ω
- vervorming: 0,1% bij 2 Ω, 14,4 V en 4 W
- ingangsimpedantie: 0,35 V ~ max.

Voorbeeld-schakelingen

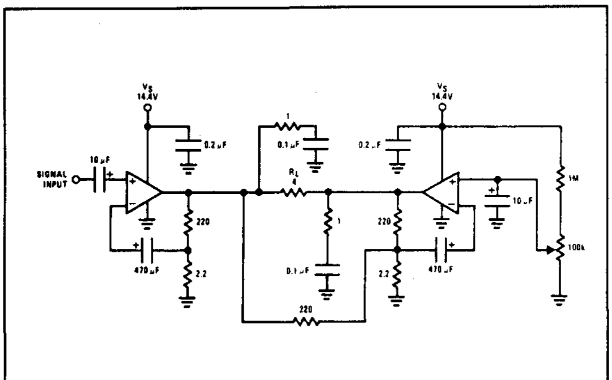
- figuur 14/6.5-31:

Basis-schema van versterker met de LM 2002.
- figuur 14/6.5-32:

6.5 Type-beschrijving 5 W < P < 10 W



Figuur 14/6.5-31: Voorbeeld-schakeling rond de TBA 810 S.



Figuur 14/6.5-32: Brugschakeling met twee maal LM 2002.

Brugversterker met twee identieke IC's en met een uitgangsvermogen van 16 Ω bij 14,4 V.

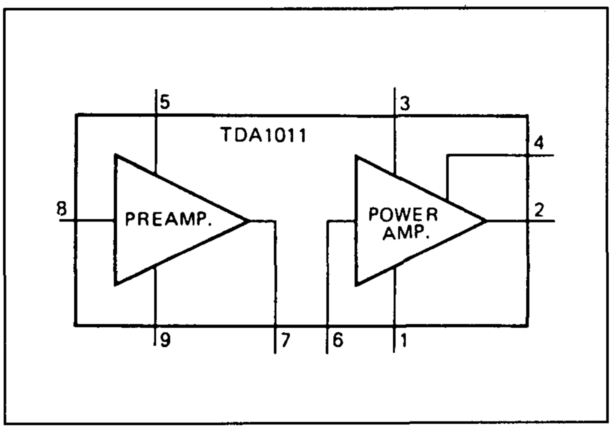
LM 2002 A

8 W – 4 Ω – 40 V

Identiek aan de LM 2002 A, maar in staat gedurende 50 ms spanningspieken tot 40 V op de voeding te weerstaan.

Technische gegevens

- fabrikant: National Semiconductor



Figuur 14/6.5-33: Aansluitgegevens TDA 1010 A.

Voor de overige gegevens wordt verwezen naar de LM 2002.

TDA 1010 A

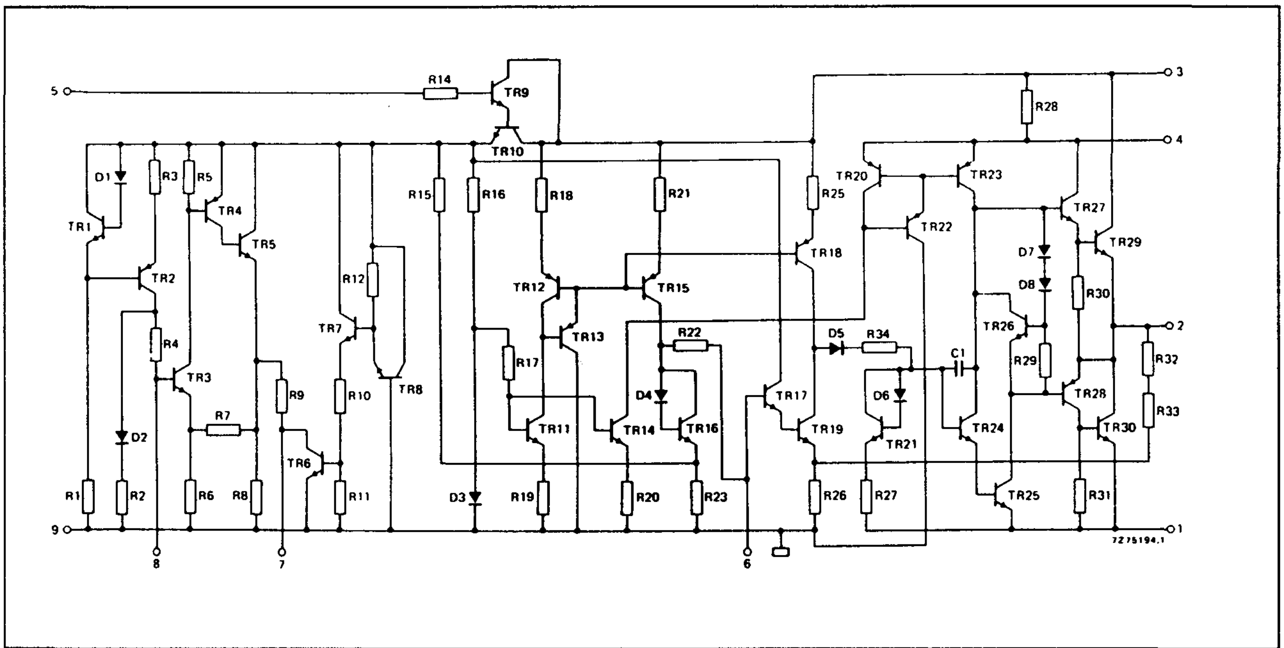
9 W – 2 Ω – 24 V

Semi-complementaire eindversterker in 9-pens single-in-line (SIL) behuizing met ingebouwde afzonderlijke voorversterker, hoge ingangsimpedantie en thermsiche beveiliging. De eindtransistoren staan ingesteld in klasse-B.

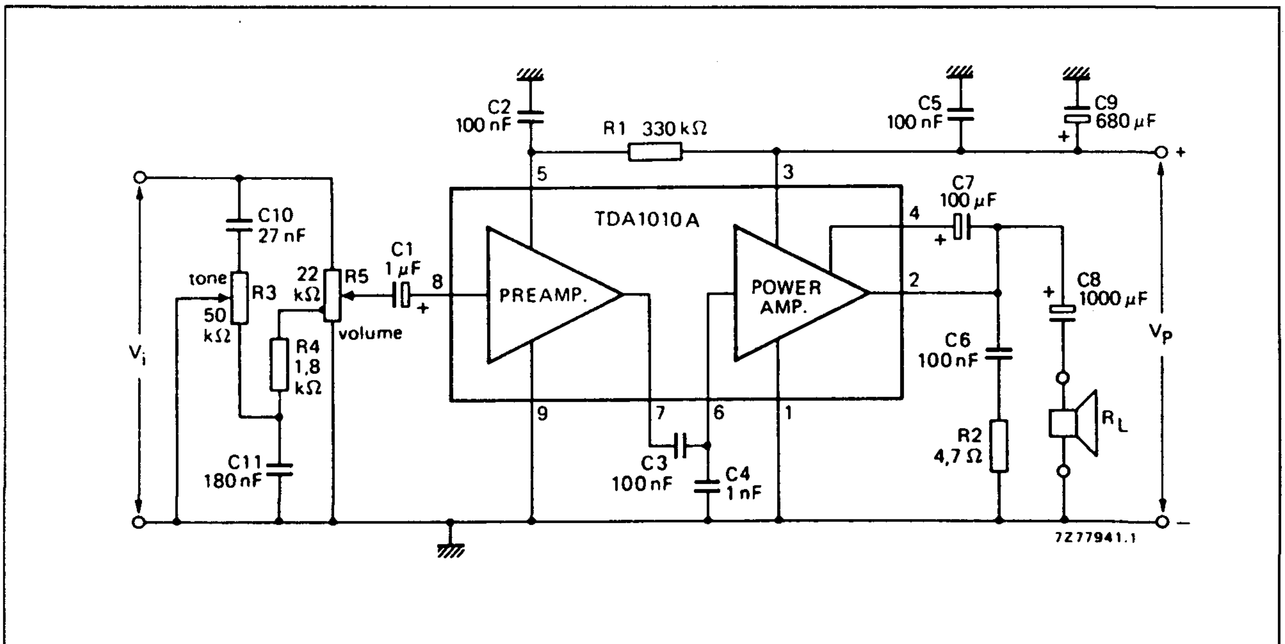
Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: SIL-9, figuur 14/6.5-7
- aansluitgegevens: figuur 14/6.5-33
- intern schema: figuur 14/6.5-34
- voedingsspanning: +24 V max.
  +14,4 V typisch
  + 6 V min.
- ruststroom: 31 mA
- bandbreedte: 15 kHz
- ingangsimpedantie
  - voorversterker: 30 kΩ
  - eindversterker: 20 kΩ
- vermogen: 9 W bij 14,4 V, d = 10% en 2 Ω (weerstand van 220 Ω tussen pennen 3 en 4)
  6,2 W bij 14,4 V, d = 10% en 4 Ω
- vervorming: 0,2% bij 4 Ω, 14,4 V en 1 W
- versterking
  - voorversterker: 24 dB
  - eindversterker: 30 dB

6.5 Type-beschrijving 5 W < P < 10 W



Figuur 14/6.5-34: Intern schema TDA 1010 A.

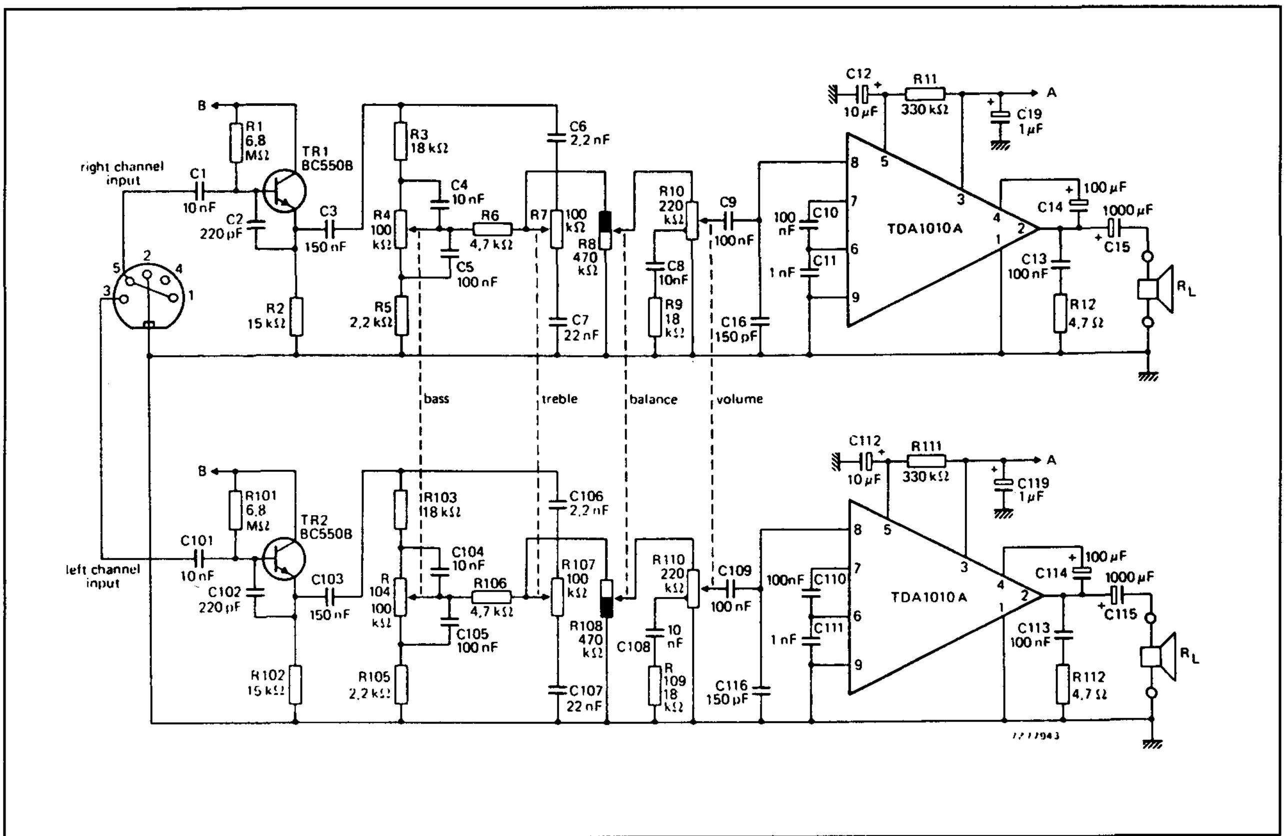


Figuur 14/6.5-35: Eenvoudige versterker met toon- en volume-regeling.

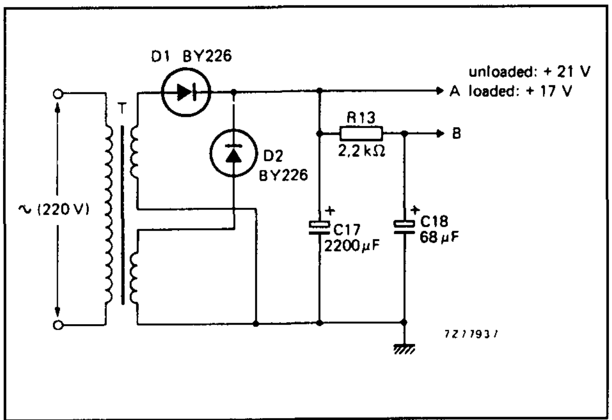
Voorbeeld-schakelingen

– figuur 14/6.5-35:
Totale versterker-schakeling met de TDA 1010 A met een passieve toonregeling en volume-instelling.
– figuur 14/6.5-36:
Volledig schema van een stereo versterker voor keramische pick-up met uitgebreide passieve toonregeling. Figuur 14/6.5-37 geeft een voeding voor deze schakeling.

6.5 Type-beschrijving 5 W < P < 10 W



Figuur 14/6.5-36: Volledige stereo-versterker met toonregeling voor keramische opnemers.



Figuur 14/6.5-37: Voeding voor de schakeling van figuur 14/6.5-36.

14/6.6

Type-beschrijving P = 10 W

TCA 940

10 W – 4 Ω – 24 V

Een pin-compatibele uitvoering van de TBA 810 AS die echter iets meer vermogen kan leveren. Wordt geleverd in twee 'vleugel'-behuizingen waarbij de vleugels via kontact met de printsporen de interne dissipatie kunnen afvoeren.

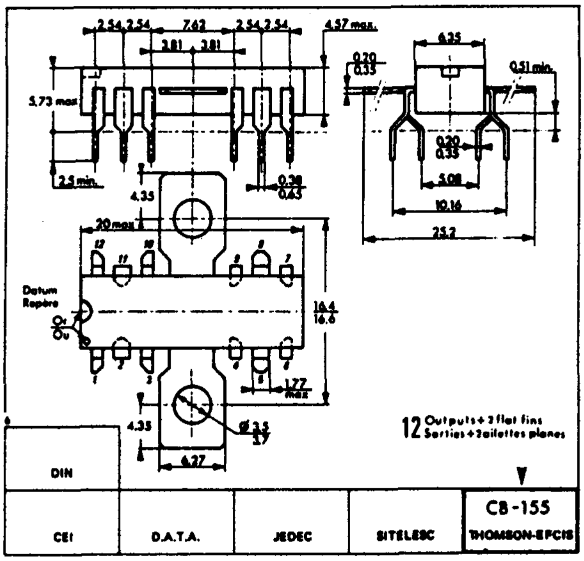
Technische gegevens

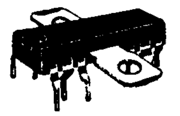
- fabrikant: Thomsen Semiconductors
- behuizing: figuur 14/6.6-1
- aansluitgegevens: figuur 14/6.6-2
- intern schema: figuur 14/6.6-3
- voedingsspanning: 6 V min.
  15 V typisch
  24 V max.
- ruststroom: 42 mA max.
- bandbreedte: 20 kHz
- ingangsimpedantie: 5 MΩ
- vermogen: 10 W bij 20 V, d = 10% en 4 Ω
  7 W bij 16 V, d = 10% en 4 Ω
  5 W bij 18 V, d = 10% en 8 Ω
- vervorming: 0,3% bij 4 Ω, 18 V en 5 W
- ingangsspanning: 250 mV max.
- gevoeligheid: 90 mV voor 9 W in 4 Ω bij 18 V
- ingangsstroom: 3 μA max.
- versterking: 75 dB max.
- ingangs-ruis: 3 μV bij 18 V
- rendement: 65%
- voedings-onderdrukking: 43 dB

Voorbeeld-schakeling

- figuur 14/6.6-4:

Basis-schema van een 6 W versterker met de TCA 940. De waarde van C_E bedraagt 470 μF bij een 8 Ω luidspreker en 1000 μF bij een 4 Ω luidspreker.





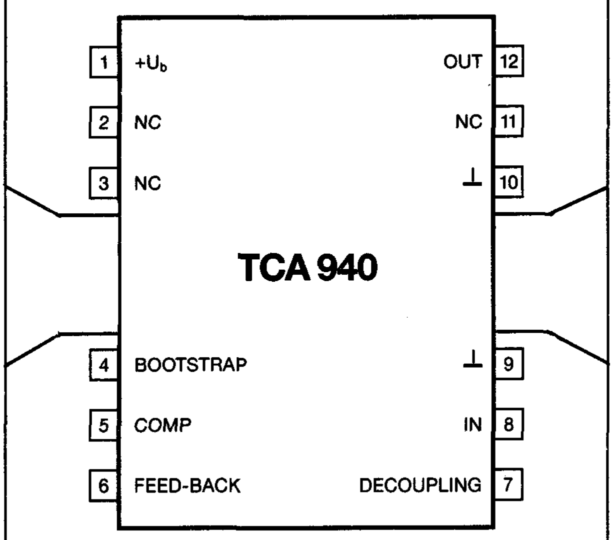
Figuur 14/6.6-1: Behuizing van de TCA 940.

TCA 940 E

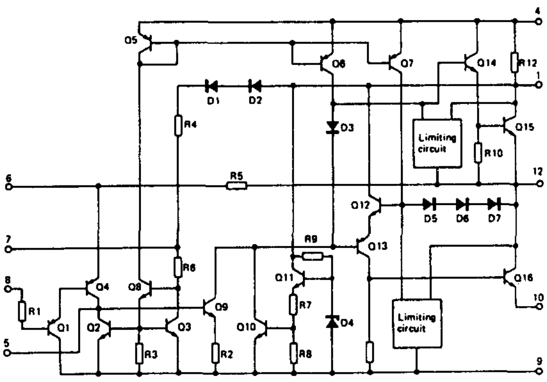
10 W – 4 Ω – 24 V

Identiek aan de TCA 940, echter in een afwijkende behuizing.

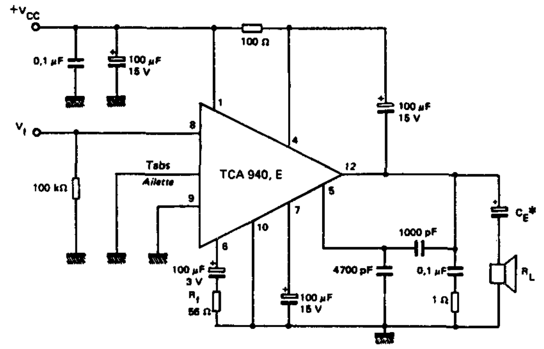
6.6 Type-beschrijving P = 10 W



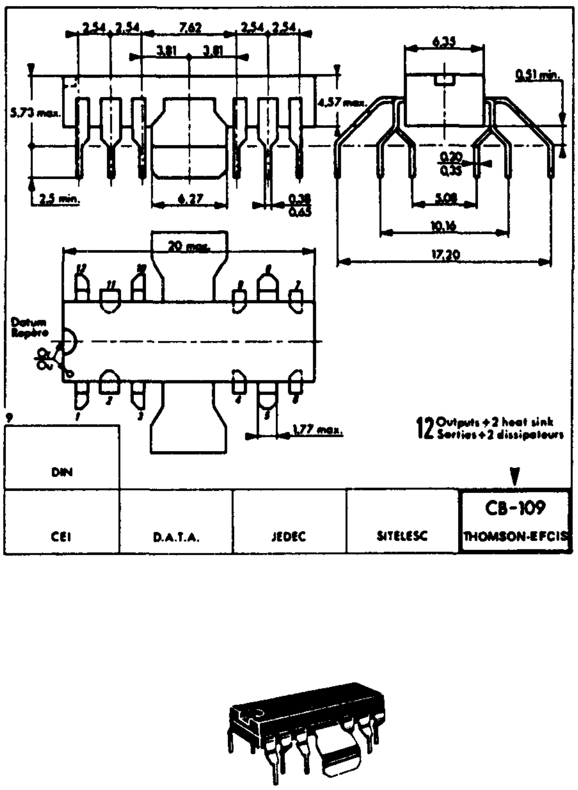
Figuur 14/6.6-2: Aansluitgegevens TCA 940 en TCA 940 E.



Figuur 14/6.6-3: Intern schema TCA 940.



Figuur 14/6.6-4: Basis-schema rond de TCA 940.



Figuur 14/6.6-5: Behuizing van de TCA 940 E.

Technische gegevens

- fabrikant: Thomsen Semiconductors
- behuizing: figuur 14/6.6-5

Voor de overige gegevens wordt verwezen naar de TCA 940.

CA 2002

10 W – 2 Ω – 18 V

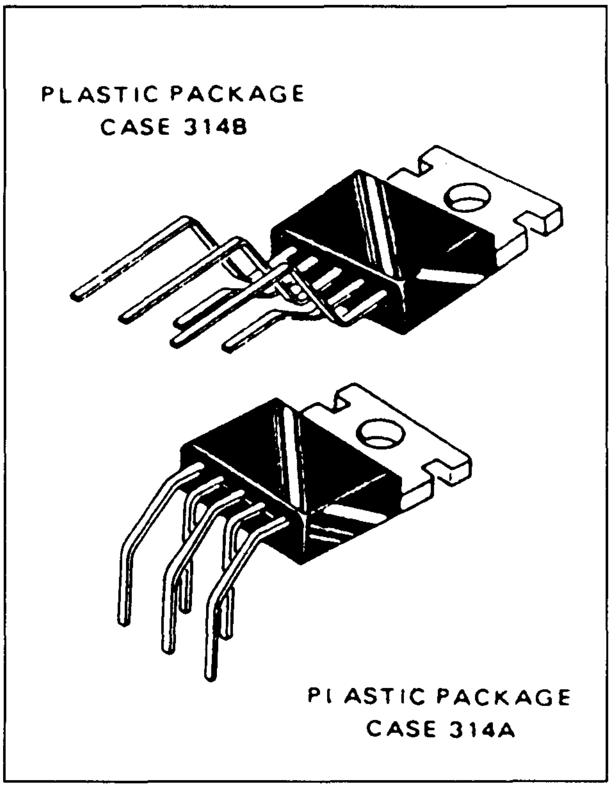
Eindversterker in 5-pens TO-220 behuizing die

6.6 Type-beschrijving P = 10 W

speciaal ontwikkeld is voor het sturen van zeer lage luidspreker-impedanties. De uitgang kan belast worden met impedanties tot minimaal 1,6 Ω? De metalen flens van de behuizing is verbonden met de massa, zodat het IC ongeïsoleerd op een koelplaat gemonteerd kan worden. De schakeling is voorzien van een thermische beveiliging, een beveiliging tegen te hoge spanning en een beveiliging tegen te hoge uitgangsstromen.

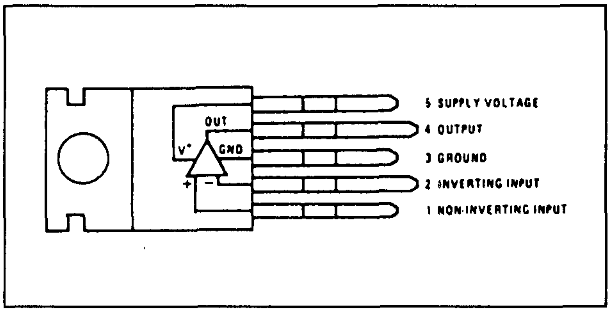
Technische gegevens

- fabrikant: RCA
- behuizing: figuur 14/6.6-6

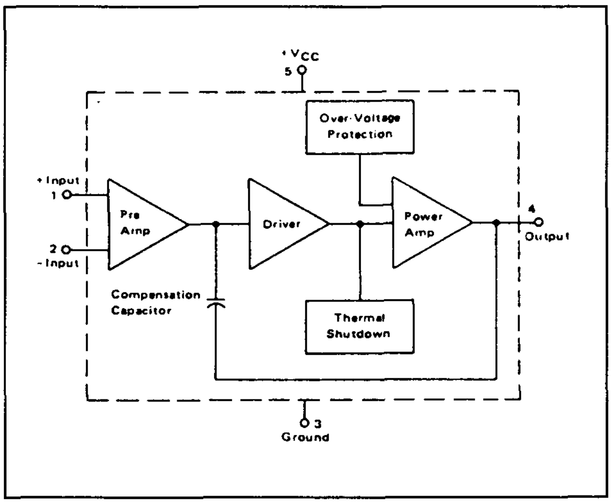


Figuur 14/6.6-6: Behuizingen van de CA 2002.

- aansluitgegevens: figuur 14/6.6-7
- intern blokschema: figuur 14/6.6-8
- voedingsspanning: 11 V min.
  14,4 V typisch
  18 V max.
- ruststroom: 80 mA max.
- bandbreedte: 25 kHz
- ingangsimpedantie: 150 kΩ



Figuur 14/6.6-7: Aansluitgegevens CA 2002.



Figuur 14/6.6-8: Intern blokschema van de CA 2002.

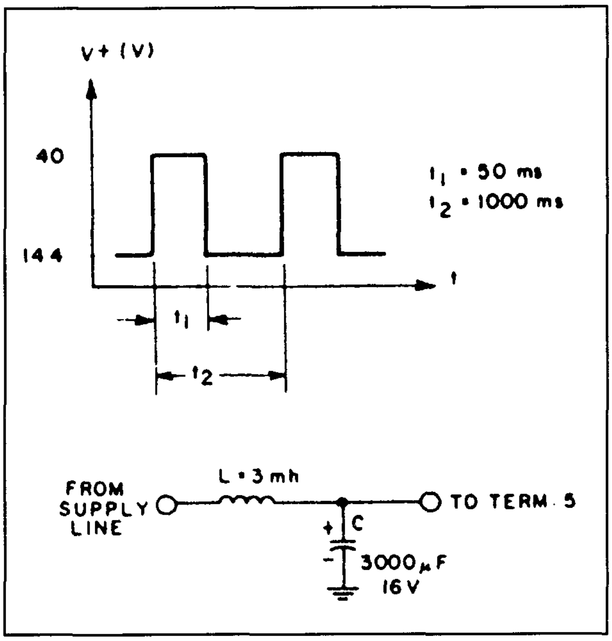
- vermogen: 10 W bij 16 V, d = 10% en 2 Ω
  6,5 W bij 16 V, d = 10% en 4 Ω
  5,2 W bij 14,4 V, d = 10% en 4 Ω
- ingangsspanning: 400 mV max.
- gevoeligheid: 50 mV voor 8 W in 2 Ω
- versterking: 80 dB max.
- ingangs-ruis: 4 μV
- rendement: 58%
- voedings-onderdrukking 35 dB

Nadere gegevens

- spannings-beveiliging:

Het IC is intern beveiligd tegen pieken op de voedingsspanning tot 40 V met een breedte en een herhalings-frequentie volgens figuur 14/6.6-9. Als de kans aanwezig is dat er grotere pieken op de voedingsspanning kunnen optreden moet men een LC-netwerkje tussen de voeding en het IC opnemen, zie dezelfde figuur.

6.6 Type-beschrijving P = 10 W



Figuur 14/6.6-9: Maximale stoorpuls-eigenschappen die de CA 2002 zonder problemen kan verwerken.

Het getekende netwerk beveiligt de schakeling tegen pieken van 120 V met een periode van 2 ms.

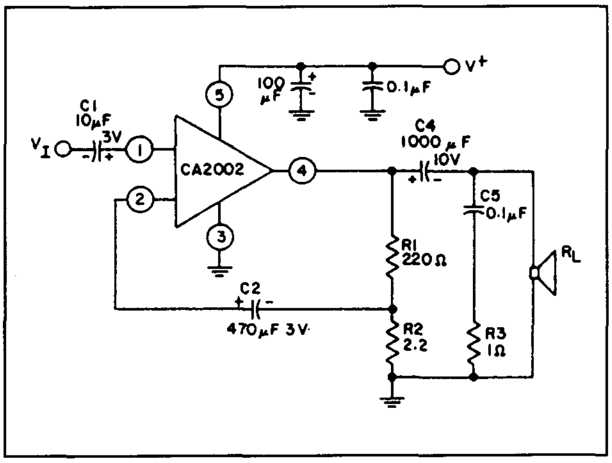
Voorbeeld-schakelingen

- figuur 14/6.6-10:

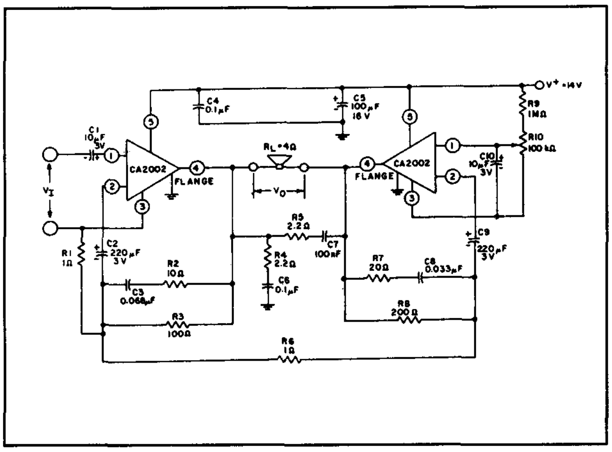
Basis-schema van een enkelvoudige versterker met de CA 2002.

- figuur 14/6.6-11:

Brugschakeling met twee CA 2002 versterkers



Figuur 14/6.6-10: Basis-schema van de CA 2002.



Figuur 14/6.6-11: Brugversterker met twee CA 2002 geïntegreerde eindversterkers.

die een vermogen van 15 W kan leveren aan een luidspreker van 4 Ω. Met de potentiometer R10 moet men de uitgangsspanningen van beide IC's aan elkaar gelijk maken.

TDA 2002

10 W – 2 Ω – 18 V

Equivalente schakeling van de CA 2002, penfunctie- en prestatie-compatible.

Technische gegevens

- fabrikant: Motorola

Voor de overige gegevens wordt verwezen naar de CA 2002.

TDA 2002 A

10 W – 2 Ω – 18 V

Equivalente schakeling van de TDA 2002, is echter slechts bestand tegen spannings-pieken op de voeding van 28 V.

Technische gegevens

- fabrikant: Motorola

Voor de overige gegevens wordt verwezen naar de CA 2002.

TDA 2003

10 W – 2 Ω – 28 V

Eindversterker in 5-pens TO-220 behuizing die speciaal ontwikkeld is voor het samenstellen

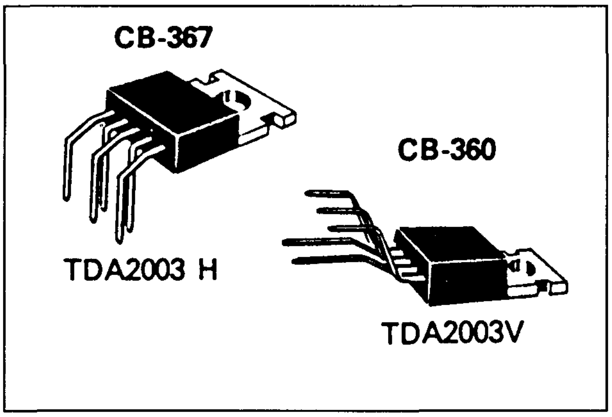
6.6 Type-beschrijving P = 10 W

van eindversterkers in autoradio's. De metalen flens van de behuizing is verbonden met de massa, zodat het IC ongeïsoleerd op een koelplaat gemonteerd kan worden. De schakeling is voorzien van een thermische beveiliging en beveiligingen tegen te hoge spanning, te hoge uitgangsstroom, verkeerde voedings-polariteit en open uitgang.

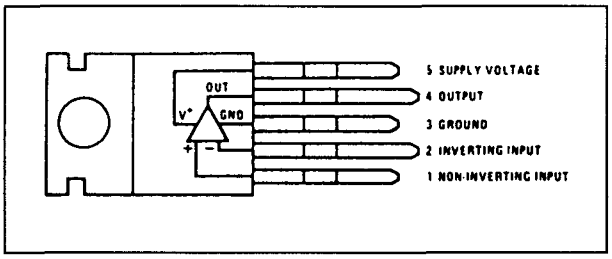
De TDA 2003 is een verbeterde versie van de 2002-modellen, onder andere wat betreft de maximale piek-stroom door de belasting.

Technische gegevens

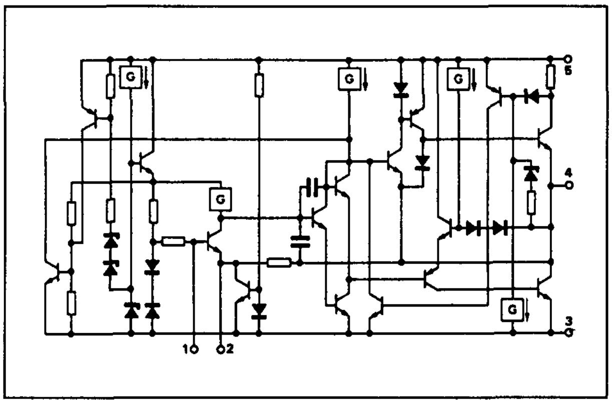
- fabrikant: Thomsen Semiconductors
  Telefunken
  National Semiconductors
- behuizing: figuur 14/6.6-12
- aansluitgegevens: figuur 14/6.6-13
- intern schema: figuur 14/6.6-14
- voedingsspanning: 8 V min.
  14,4 V typisch
  28 V max.



Figuur 14/6.6-12: Behuizingen van de TDA 2003, respectievelijk voor horizontale en vertikale montage.



Figuur 14/6.6-13: Aansluitgegevens TDA 2003.



Figuur 14/6.6-14: Intern schema TDA 2003.

- ruststroom: 50 mA max.
- bandbreedte: 15 kHz
- ingangsimpedantie: 150 kΩ
- vermogen: 10 W bij 14,4 V, d = 10% en 2 Ω
  7,5 W bij 14,4 V, d = 10% en 3,2 Ω
  6 W bij 14,4 V, d = 10% en 4 Ω
- vervorming: 0,15% bij 2 Ω, 14,4 V en 7,5 W
- ingangsspanning: 300 mV max.
- gevoeligheid: 50 mV voor 10 W in 2 Ω bij 14,4 V
- versterking: 80 dB max.
- ingangs-ruis: 5 μV bij 18 V
- rendement: 69%
- voedings-onderdrukking: 36 dB

Voorbeeld-schakelingen

- figuur 14/6.6-15:

Basis-schema van een 10 W versterker met de TDA 2003.

- figuur 14/6.6-16:

Brugversterker met een minimaal aantal externe componenten en een uitgangsvermogen van 18 W bij 14,4 V voedingsspanning.

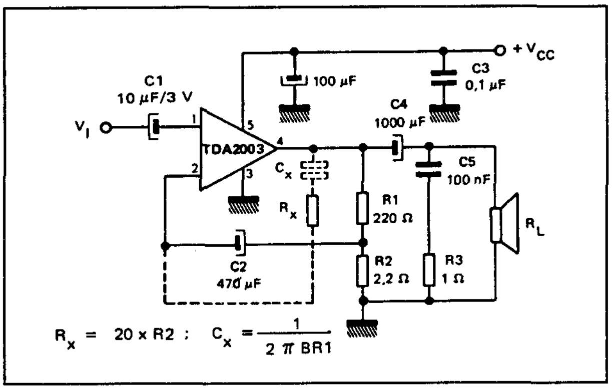
- figuur 14/6.6-17:

Brugversterker met een uitgangsvermogen van 20 W in 4 Ω en met een aantal extra componenten die de specificaties en de stabiliteit van de versterker verbeteren. Voor deze schakeling wordt de print-opstelling van figuur 14/6.6-18 ten stelligste aanbevolen!

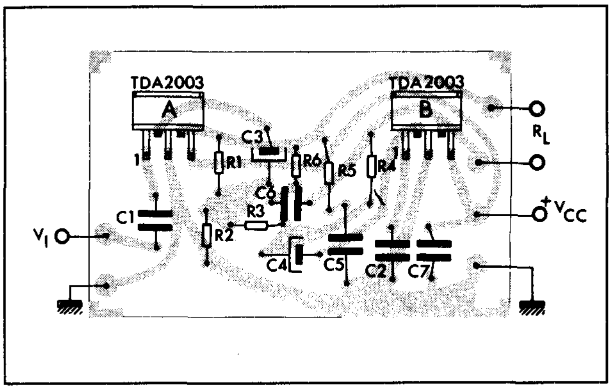
TDA 2006

10 W – 4 Ω – 30 V

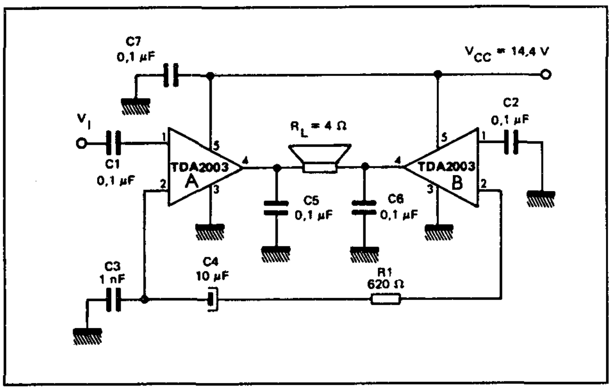
6.6 Type-beschrijving P = 10 W



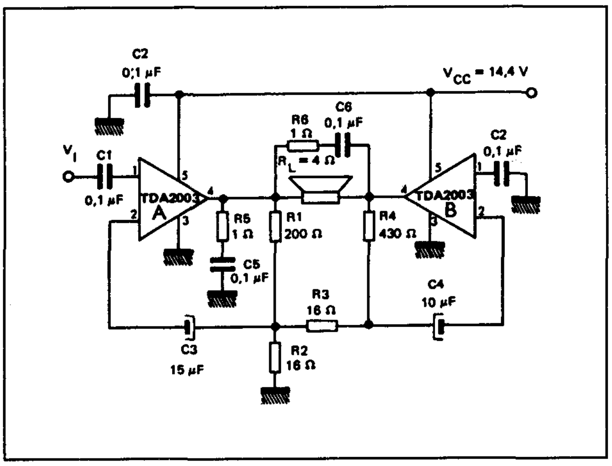
Figuur 14/6.6-15: Basis-schema rond de TDA 2003.



Figuur 14/6.6-18: Print-ontwerpje voor de schakeling van figuur 14/6.6-17.



Figuur 14/6.6-16: Brugversterker met 2 x TDA 2003.

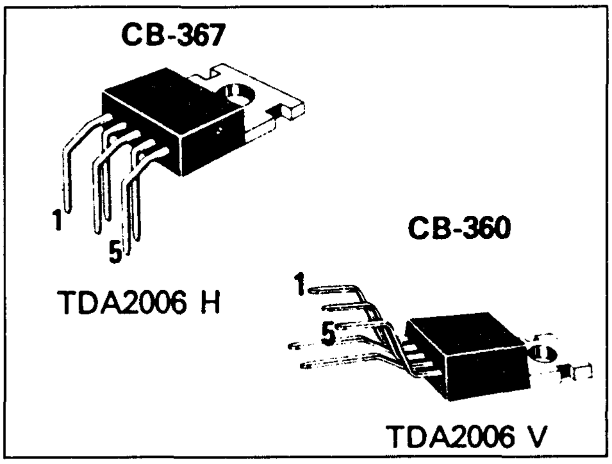


Figuur 14/6.6-17: Brugversterker met 2 x TDA 2003 met externe stabilisatie-schakelingen.

Eindversterker in 5-pens TO-220 behuizing die speciaal ontwikkeld is voor het samenstellen van symmetrisch gevoede eindversterkers. Het IC heeft zeer lage cross-over en harmonische vervormingen, dit ondanks een eindtrap die volledig in klasse B staat ingesteld! Het IC is voorzien van een ingebouwde temperatuurbeveiliging en een kortsluitbeveiliging.

Technische gegevens

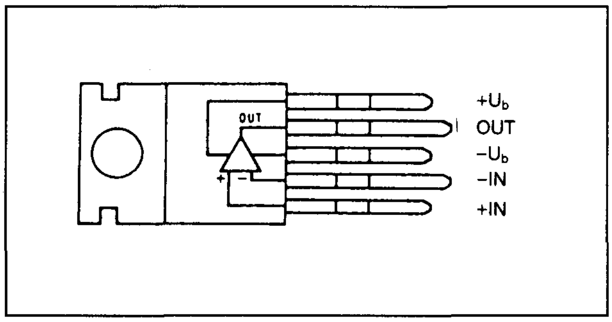
- fabrikant: Thomsen Semiconductors
- behuizing: figuur 14/6.6-19



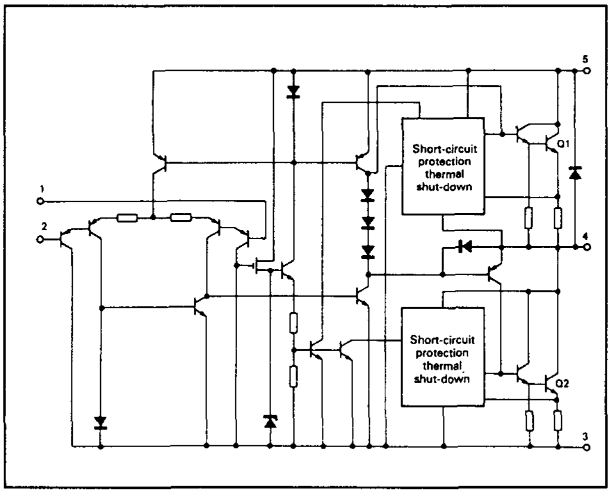
Figuur 14/6.6-19: Behuizingen van de TDA 2006.

- aansluitgegevens: figuur 14/6.6-20
- intern blokschema: figuur 14/6.6-21
- voedingsspanning: +/−8 V min.
  +/−12 V typisch
  +/−15 V max.
- ruststroom: 80 mA max.
- bandbreedte: 140 kHz
- ingangsimpedantie: 5 MΩ
- vermogen: 10 W bij +/−12 V, d = 10% en 4 Ω
  8 W bij +/−12 V, d = 10% en 8 Ω

6.6 Type-beschrijving P = 10 W



Figuur 14/6.6-20: Aansluitgegevens TDA 2006.



Figuur 14/6.6-21: Gedeeltelijk uitgewerkt intern schema van de TDA 2006.

- vervorming: 0,1 % bij 4 Ω, +/− 12 V en 4 W
- gevoeligheid: 220 mV voor 6 W in 8 Ω bij +/−12 V
- versterking: 75 dB max.
- ingangs-ruis: 3 μV typisch
  10 μ max.
- voedings-onderdrukking: 50 dB
- ingangs-offset: +/− 12 mV max.
- uitgangs-offset: +/−100 mV max.
- thermische zekering: in bij 110 °C op behuizing

Voorbeeld-schakelingen

- figuur 14/6.6-22:

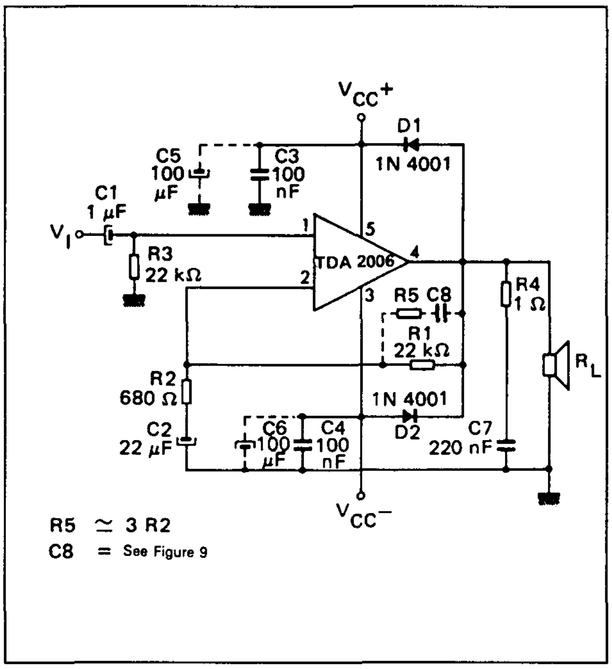
Basis-schema van een 10 W versterker met de TDA 2006 met symmetrische voeding.

- figuur 14/6.6-23:

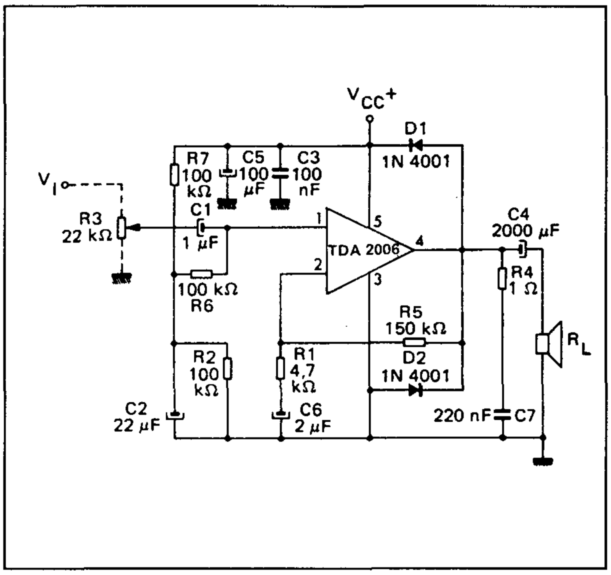
Basis-schema van de TDA 2006 in een 10 W versterker met enkelvoudige voeding.

- figuur 14/6.6-24:

Brugversterker met een uitgangsvermogen van 20 W in 8 Ω en symmetrische voeding van 12 V.

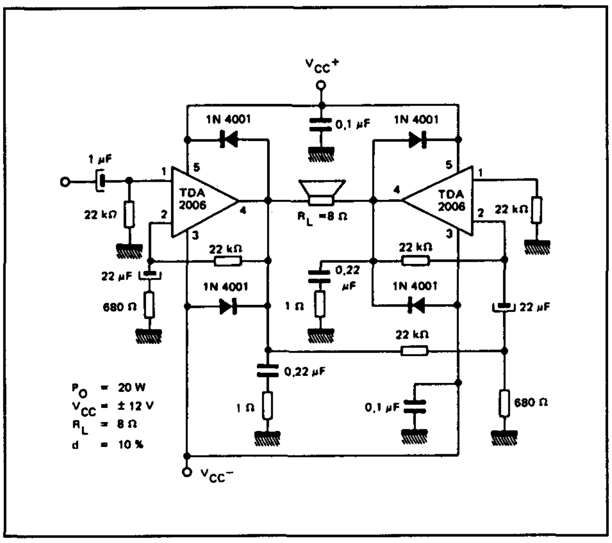


Figuur 14/6.6-22: Versterker met TDA 2006 met symmetrische voeding.



Figuur 14/6.6-23: Versterker met de TDA 2006 met enkelvoudige voeding.

6.6 Type-beschrijving P = 10 W



Figuur 14/6.6-24: 20 W brugversterker met twee TDA 2006 IC's.

14/6.7

Type-beschrijving P > 10 W

TDA 1020

12 W – 2 Ω – 18 V

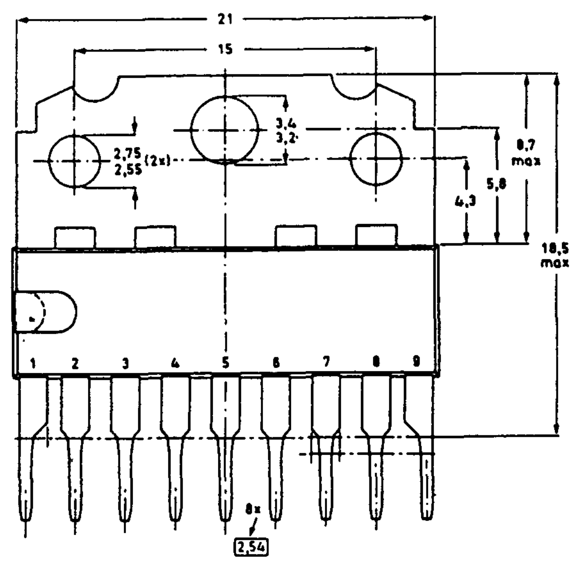
Speciaal voor gebruik in auto-radio's ontwikkelde eindversterker in 9 pens SIL-behuizing, die bij 14,4 V voeding een vermogen van 12 W kan leveren in 2 Ω. Om storingen door de ontsteking te voorkomen wordt de doorlaatband intern scherp afgesneden boven het audio-gebied.

Het IC is voorzien van een overspannings-beveiliging, kortsluit-beveiliging en thermische zekering.

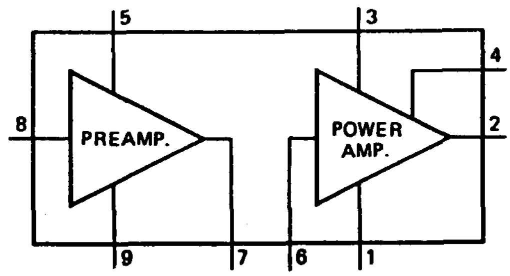
Voor speciale batterijgevoede toepassingen kan men het IC in een stand schakelen, waarbij de schakeling een minimaal rust-vermogen opneemt.

Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: figuur 14/6.7-1
- aansluitgegevens: figuur 14/6.7-2
- intern schema: figuur 14/6.7-3
- voedingsspanning: 6 V min.
  14,4 V typisch
  18 V max.
- ruststroom: 40 mA max. normaal
  1 mA in de stand-by mode
- bandbreedte: 25 kHz
- ingangsimpedantie:
  voorversterker: 52 kΩ
  eindversterker: 40 kΩ
- uitgangsimpedantie:
  voorversterker: 2,6 kΩ
  eindversterker: 50 mΩ
- vermogen: 12 W bij 14,4 V, d = 10% en 2 Ω
  7 W bij 14,4 V, d = 10% en 4 Ω
  3,5 W bij 14,4 V, d = 10% en 8 Ω



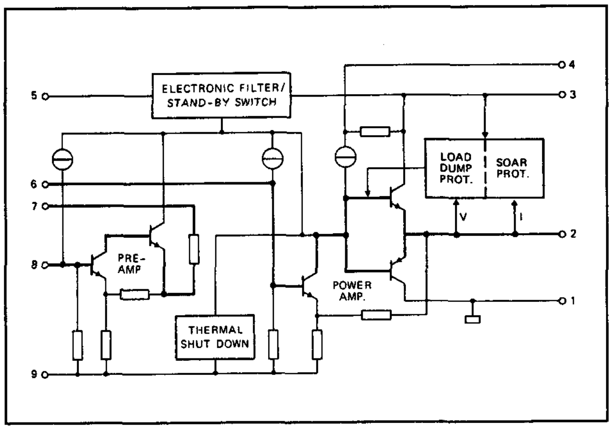
Figuur 14/6.7-1: Behuizing TDA 1020.



Figuur 14/6.7-2: Aansluitgegevens TDA 1020.

- versterking:
  voorversterker: 18,7 dB max.

6.7 Type-beschrijving P > 10 W



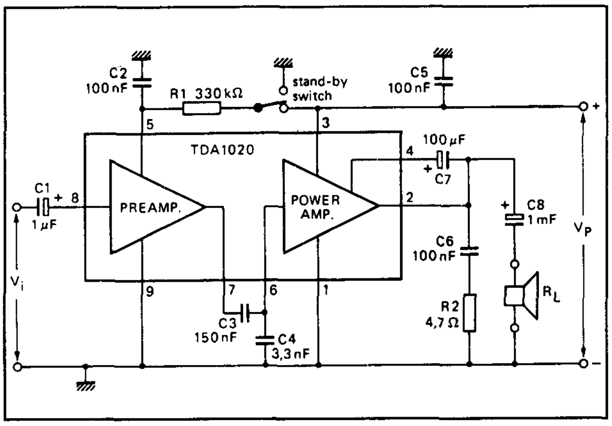
Figuur 14/6.7-3: Intern blokschema TDA 1020.

eindversterker: 30,5 dB max.
- uitgangsspanning:
  voorversterker: 1,5 V_{eff} bij d = 1%
  eindversterker: 5 V_{eff} bij d = 0,5%
- ingangsruis: 0,3 mV
- voedings-onderdrukking: 48 dB

Voorbeeld-schakeling

- figuur 14/6.7-4:

Basis-schema van een 10 W versterker met de TDA 1020. De waarde van C_8 bedraagt 1000 μF bij een 4 Ω luidspreker en 2200 μF bij een 2 Ω luidspreker.



Figuur 14/6.7-4: Standaard schema met de TDA 1020.

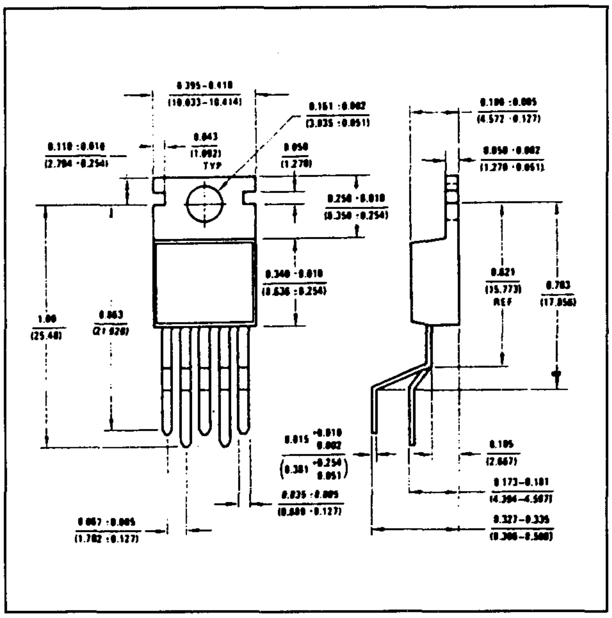
CA 2004

12 W – 4 Ω – 28 V

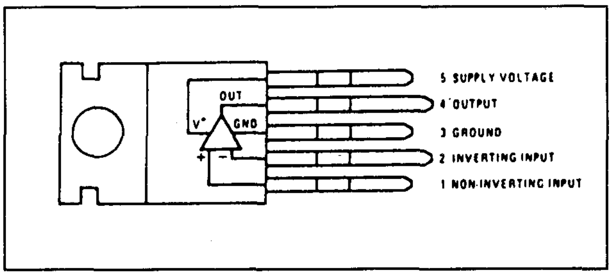
Eindversterker in 5 pens TO-220 behuizing, waarvan de metalen flens met de interne massa verbonden is zodat men kan koelen zonder isolatie-materialen te gebruiken. Het IC is voorzien van een thermische zekering.

Technische gegevens

- fabrikant: RCA
- behuizing: figuur 14/6.7-5
- aansluitgegevens: figuur 14/6.7-6



Figuur 14/6.7-5: Behuizing CA 2004.



Figuur 14/6.7-6: Aansluitgegevens CA 2004.

- voedingsspanning: 8 V min.
  24 V typisch
  28 V max.
- ruststroom: 100 mA max.
- ingangsimpedantie: 150 kΩ
- vermogen: 12 W bij 24 V, d = 10% en 4 Ω
  8 W bij 24 V, d = 10% en 8 Ω
- versterking: 80 dB
- ingangs-ruis: 4 μV
- voedings-onderdrukking: 35 dB

6.7 Type-beschrijving P > 10 W

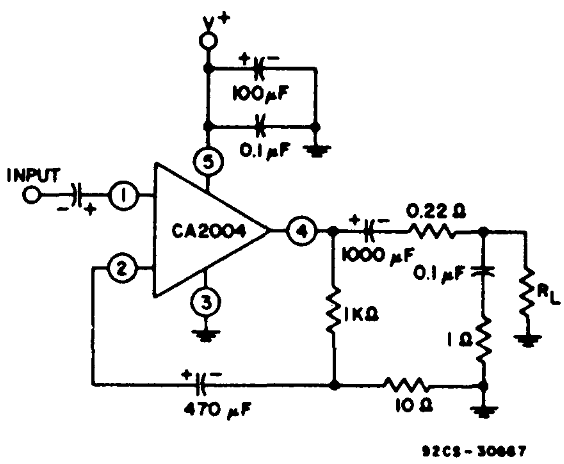
Voorbeeld-schakeling

- figuur 14/6.7-7:

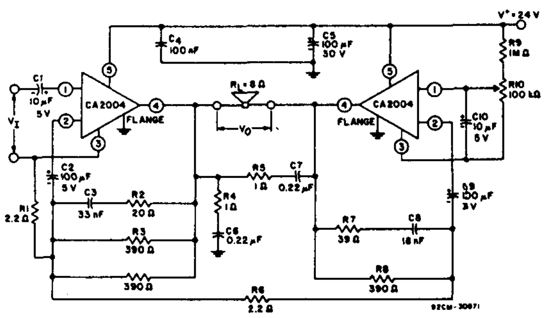
Basis-schema van een 10 W versterker met de CA 2004.

- Figuur 14/6.7-8:

Brugschakeling met twee CA 2004 IC's met een maximaal vermogen van 25 W in 8 Ω bij een voedingsspanning van 24 V.



Figuur 14/6.7-7: Enkelvoudige versterker met de CA 2004.



Figuur 14/6.7-8: Brugversterker met 2 x CA 2004.

TDA 2006

12 W – 4 Ω – 30 V

Dit IC wordt door sommige fabrikanten met een maximaal vermogen van 10 W gespecificeerd en door andere fabrikanten met een maximaal vermogen van 12 W.
Daar de overige karakteristieken elkaar niet ontlopen wordt verwezen naar de bespreking van dit IC in het hoofdstuk 14/6.6, 'Type-beschrijving P = 10 W'.

TDA 2010

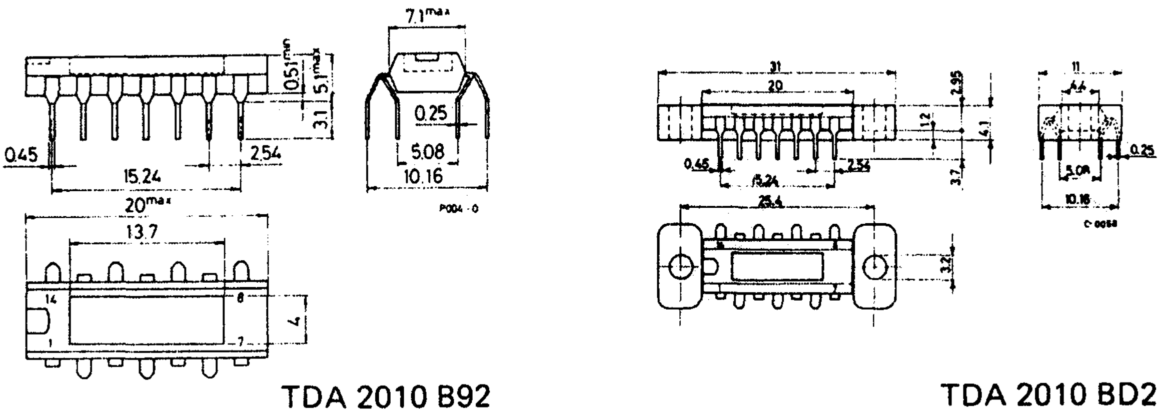
12 W – 4 Ω – 32 V

In een standaard 14-pens DIL- of QIL-behuizing ondergebrachte eindversterker, voorzien van een kontact-plaatje aan de bovenzijde van de behuizing dat thermisch verbonden moet worden met een opschroef-koelplaat. Het IC voldoet aan de Hifi-specificaties van de DIN-norm 45500 en kan gebruikt worden voor het samenstellen van relatief hoogwaardige stereo-versterkers met symmetrische voeding.
Het IC is voorzien van een thermische zekering.

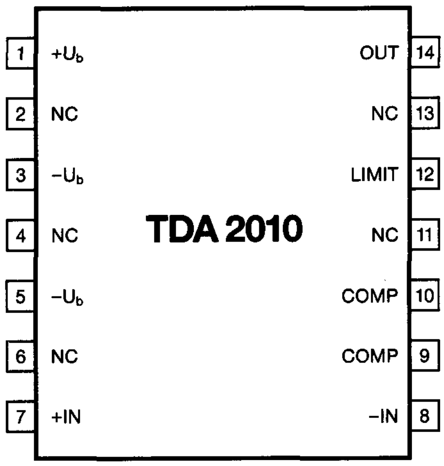
Technische gegevens

- fabrikant: Thomson Semiconductors
- behuizing: figuur 14/6.7-9
- aansluitgegevens: figuur 14/6.7-10
- intern schema: figuur 14/6.7-11
- voedingsspanning: +/−5 V min.
  +/−14 V typisch
  +/−16 V max.
- ruststroom: 45 mA max.
- bandbreedte: 160 kHz
- ingangsimpedantie: 5 MΩ
- ingangsstroom: 0,15 µA
- ingangs-offset: 5 mV max.
- uitgangs-offset: 100 mV max.
- vermogen: 12 W bij +/−14 V, d = 1% en 4 Ω
  9 W bij +/−14 V, d = 1% en 8 Ω
- versterking: 100 dB max.
- gevoeligheid: 250 mV voor 10 W in 4 Ω
- vervorming: 0,1% bij +/−14 V, 10 W en 4 Ω
- ingangs-ruis: 4 µV
- voedings-onderdrukking: 50 dB
- externe koeling: figuur 14/6.7-12

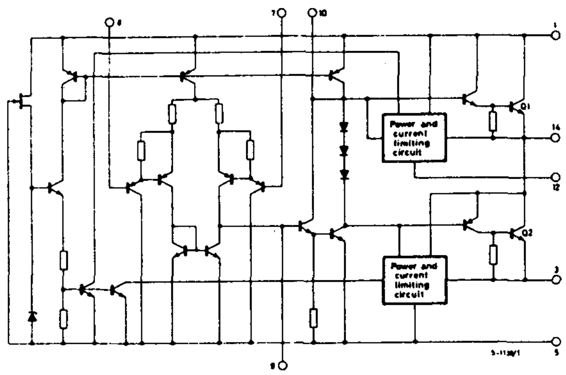
6.7 Type-beschrijving P > 10 W



Figuur 14/6.7-9: Behuizingen van de TDA 2010.



Figuur 14/6.7-10: Aansluitgegevens TDA 2010.



Figuur 14/6.7-11: Intern schema TDA 2010.

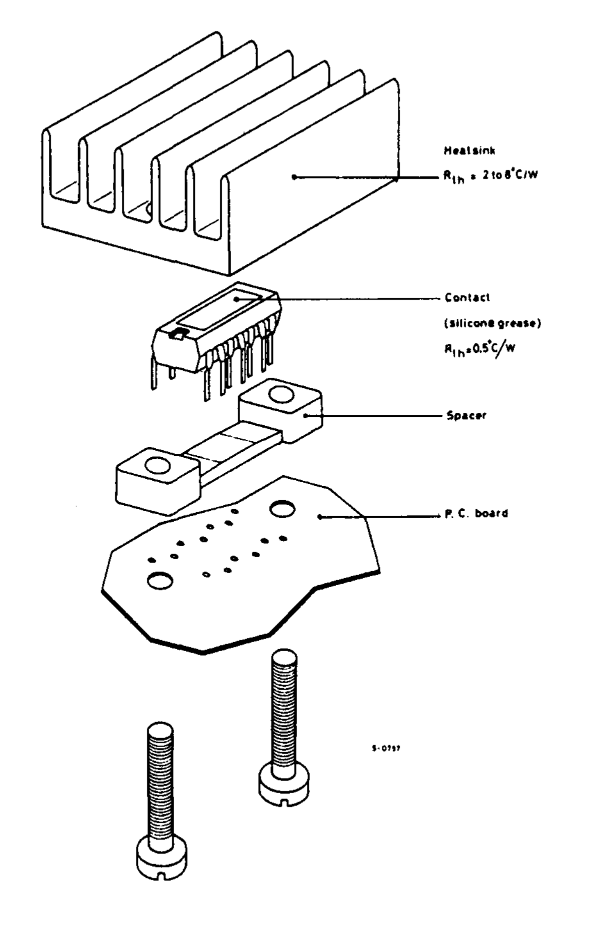
Voorbeeld-schakelingen

– figuur 14/6.7-13:
Basis-schema van een 2 x 10 W versterker met 2 x TDA 2010 en met symmetrische voeding van 2 x 14 V.
– figuur 14/6.7-14:
Brugversterker met 2 x TDA 2010 met een uitgangsvermogen van 20 V bij 2 x 13 V voeding, een belastings-impedantie van 8 Ω en een vervorming van 1 %.
– figuur 14/6.7-15:
Hifi stereo-versterker met een uitgangs-vermogen van 2 x 10 W en met geïntegreerde voor- en regel-versterkers voor ceramische elementen en Baxandall toonregeling.

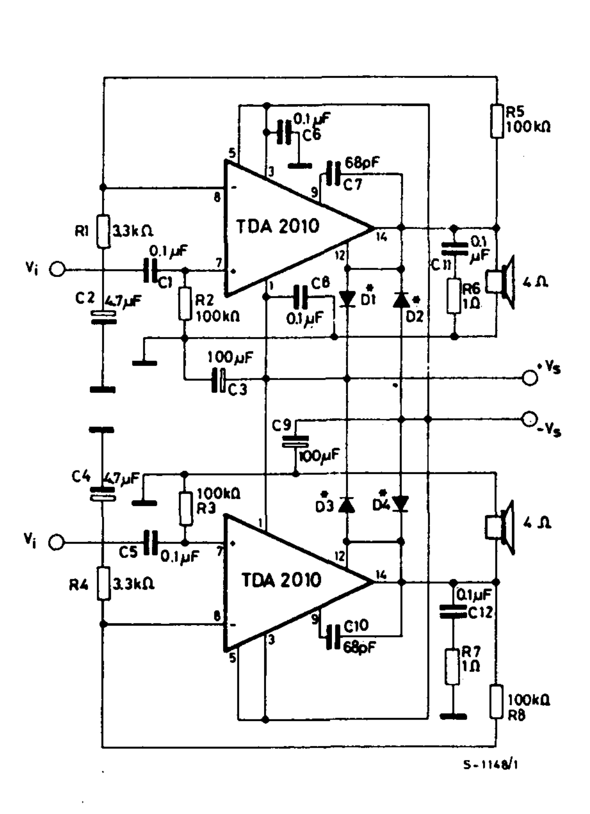
TDA 2030
18 W – 4 Ω – 32 V

Deze in een horizontale of vertikale 5-pens TO-220 behuizing ondergebrachte eindversterker voldoet aan de Hifi-specificaties van

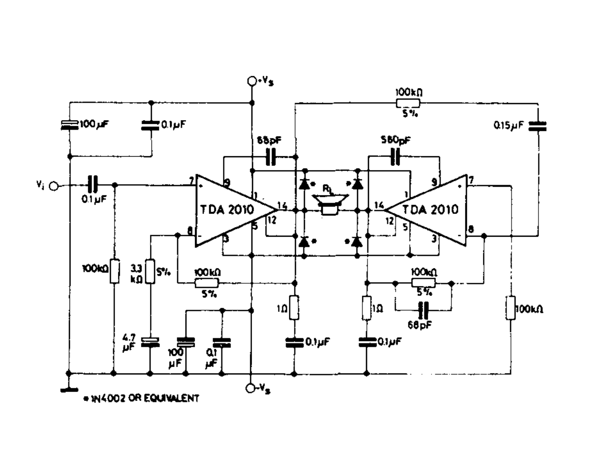
6.7 Type-beschrijving P > 10 W



Figuur 14/6.7-12: Montage koelprofiel op de TDA 2010.



Figuur 14/6.7-13: Stereo-versterker met 2 x TDA 2010 en symmetrische voeding.



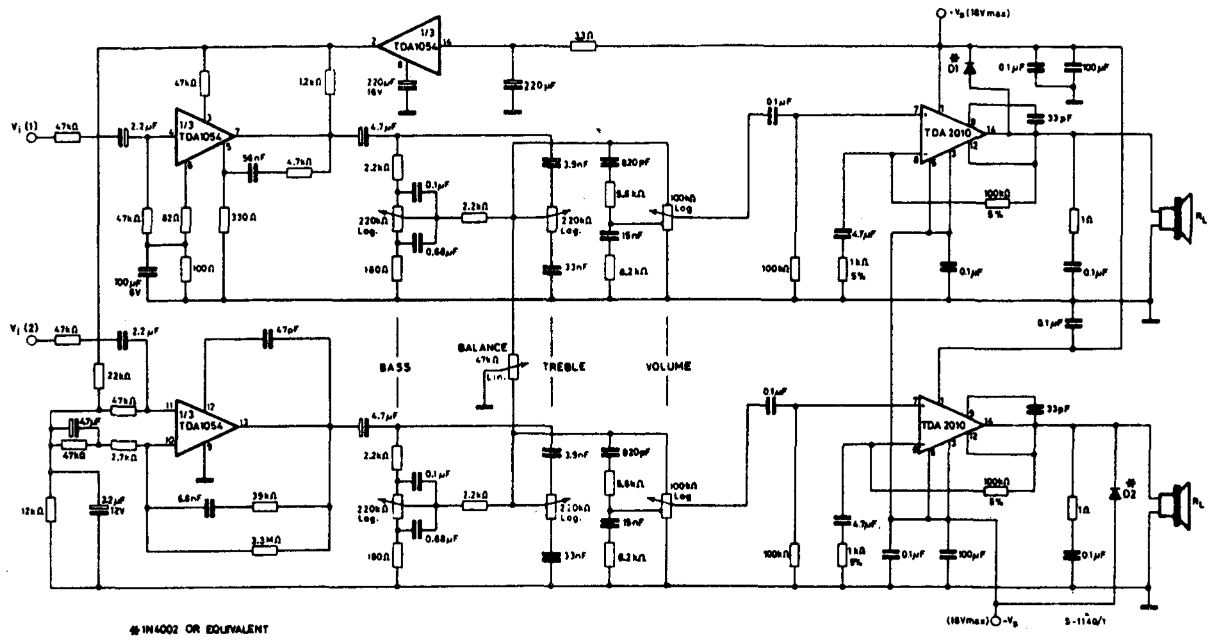
Figuur 14/6.7-14: Brugversterker met 2 x TDA 2010.

de DIN-norm 45500 en kan gebruikt worden voor het samenstellen van relatief hoogwaardige stereo-versterkers met symmetrische voeding.
Het IC is voorzien van een thermische zekering en een kortsluit-beveiliging.

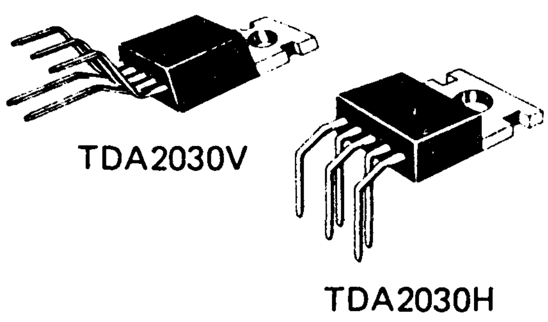
Technische gegevens

- fabrikant: Thomson Semiconductors
- behuizing: figuur 14/6.7-16
- aansluitgegevens: figuur 14/6.7-17
- intern schema: figuur 14/6.7-18
- voedingsspanning: +/–6 V min.
  +/–14 V typisch
  +/–16 V max.
- ruststroom: 60 mA max.
- bandbreedte: 140 kHz
- ingangsimpedantie: 5 MΩ
- ingangsstroom: 2 µA
- ingangs-offset: 2 mV max.
- uitgangs-offset: 22 mV max.

6.7 Type-beschrijving P > 10 W

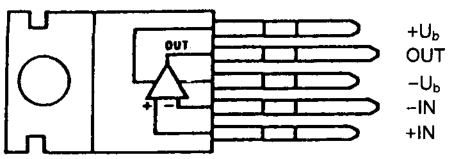


Figuur 14/6.7-15: Volledige stereo voor-, regel- en eindversterker met 2 x TDA 2010 in de eindtrappen.



Figuur 14/6.7-16: Behuizingen van de TDA 2030.

- vermogen: 12 W bij +/−14 V, d = 0,5% en 4 Ω
  8 W bij +/+14 V, d = 0,5% en 8 Ω
- versterking: 90 dB max.
- gevoeligheid: 250 mV voor 8 W in 8 Ω



Figuur 14/6.7-17: Aansluitgegevens TDA 2030.

- vervorming: 0,1% bij +/−14 V, 8 W en 8 Ω
- ingangs-ruis: 3 μV
- voedings-onderdrukking: 50 dB

Voorbeeld-Schakelingen

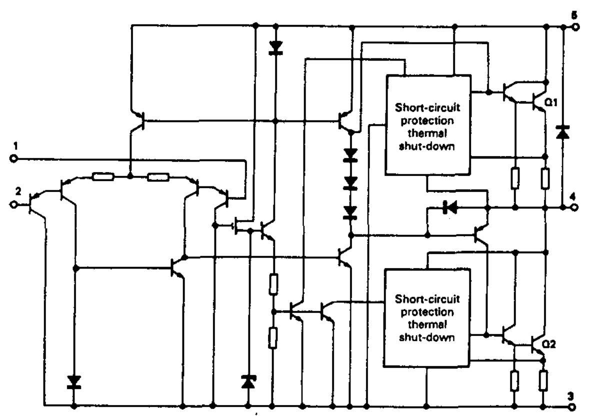
- figuur 14/6.7-19:

Basis-schema van een 15 W versterker met TDA 2030 en met symmetrische voeding van 2 x 14 V.

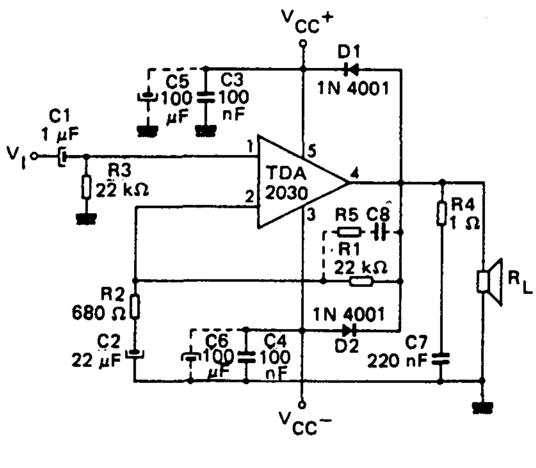
- figuur 14/6.7-20:

Basis-schema van hetzelfde IC geschakeld als versterker met enkelvoudige voeding.

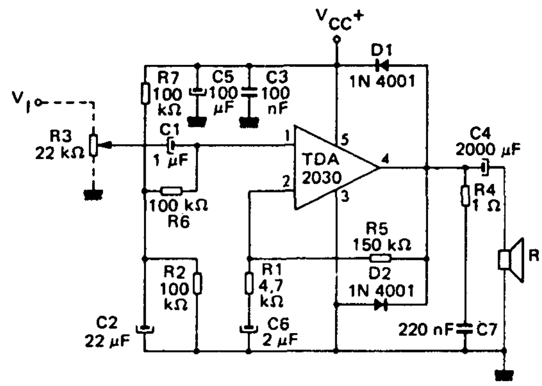
6.7 Type-beschrijving P > 10 W



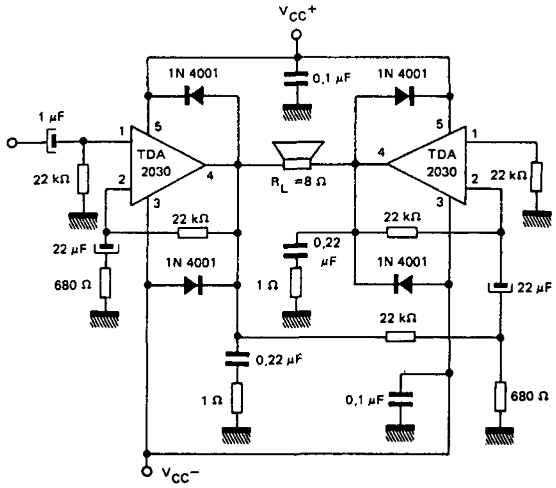
Figuur 14/6.7-18: Intern schema TDA 2030.



Figuur 14/6.7-19: Basis-schakeling rond de TDA 2030.



Figuur 14/6.7-20: TDA 2030 met enkelvoudige voeding.



Figuur 14/6.7-21: Brugversterker met 2 x TDA 2030.

– figuur 14/6.7-21:
Brugversterker met 2 x TDA 2030 met een uitgangsvermogen van 24 W in 8 Ω bij 2 x 14 V voeding en 0,5% vervorming.

L 149

20 W – 4 Ω – 40 V

Deze in een vertikale 5-pens TO-220 behuizing ondergebrachte eindversterker kan een piek-stroom van 4 A leveren en wordt gevoed uit symmetrische spanningen.

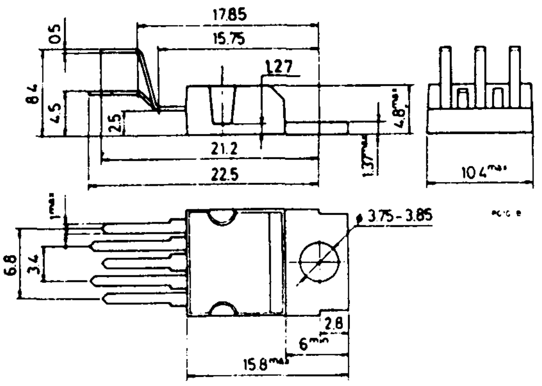
Het IC is voorzien van een thermische zekering, heeft een kortsluit-beveiliging en een second breakdown protectie. De schakeling heeft een slew-rate van 30 V/µs en is uitgerust met een INHIBIT-ingang, waarmee men de versterker kan uitschakelen.

De spanningsversterking van dit IC is gelijk aan precies 1, het ingangsspannings-bereik bestrijkt het volledige gebied tussen de twee

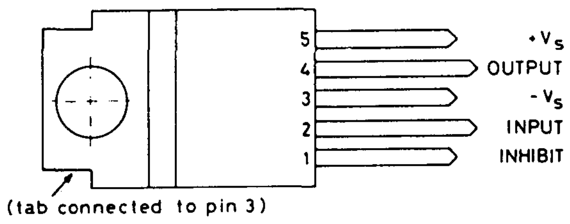
6.7 Type-beschrijving P > 10 W

voedingsspanningen. Deze eindversterker is dus uitermate geschikt voor het samenstellen van een operationele versterker met vermogen-uitgang!

Technische gegevens
- fabrikant: SGS-ATES
- behuizing: figuur 14/6.7-22
- aansluitgegevens: figuur 14/6.7-23
- intern blokschema: figuur 14/6.7-24

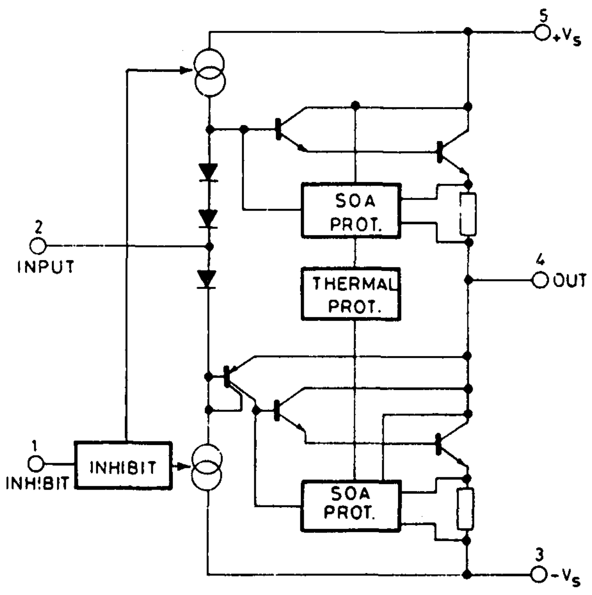


Figuur 14/6.7-22: Behuizing L 149.



Figuur 14/6.7-23: Aansluitgegevens L 149.

- voedingsspanning: +/−16 V typisch
  +/−20 V max.
- ruststroom: 30 mA max.
- bandbreedte: 200 kHz
- ingangsstroom: 400 μA
- ingangs-offset: 0,3 mV max.
- vermogen: 20 W bij +/−16 V, d = 5% en 4 Ω
  14 W bij +/−16 V, d = 5% en 8 Ω
- versterking: 1



Figuur 14/6.7-24: Intern blokschema L 149.

- vervorming: 0,1 % bij +/−16 V, 11 W en 8 Ω
- INHIBIT-spanning: ON → +/−0,3 V
  OFF → +/−1,8 V
- INHIBIT-weerstand: 2 kΩ
- slew-rate: 30 V/μs

Voorbeeld-schakeling
- figuur 14/6.7-25:

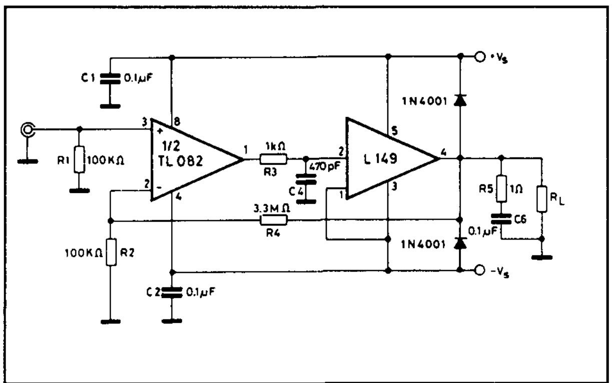
Basis-schema van een operationele vermogens-versterker met gewone op-amp als voorversterker en L 149 als eindtrap.

TDA 1111
20 W – 4 Ω – 30 V

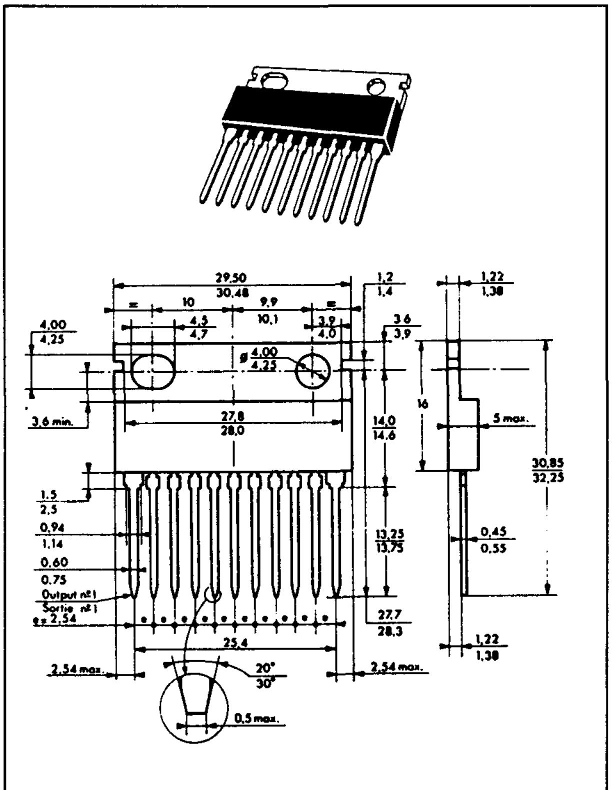
Deze in een vertikale speciale behuizing met 11 pennen ondergebrachte eindversterker voldoet aan de Hifi-specificaties van de DIN-norm 45500 en kan gebruikt worden voor het samenstellen van relatief hoogwaardige stereo-versterkers met symmetrische voeding. Het IC is voorzien van een thermische zekering.

Technische gegevens
- fabrikant: Thomson Semiconductors
- behuizing: figuur 14/6.7-26

6.7 Type-beschrijving P > 10 W

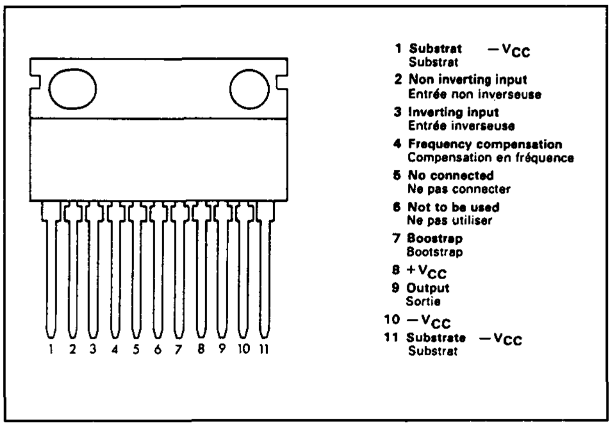


Figuur 14/6.7-25: Voorbeeld-schakeling van een vermogen leverende operationele versterker door een L 149 aan te sluiten op de ingang van een gewone op-amp.

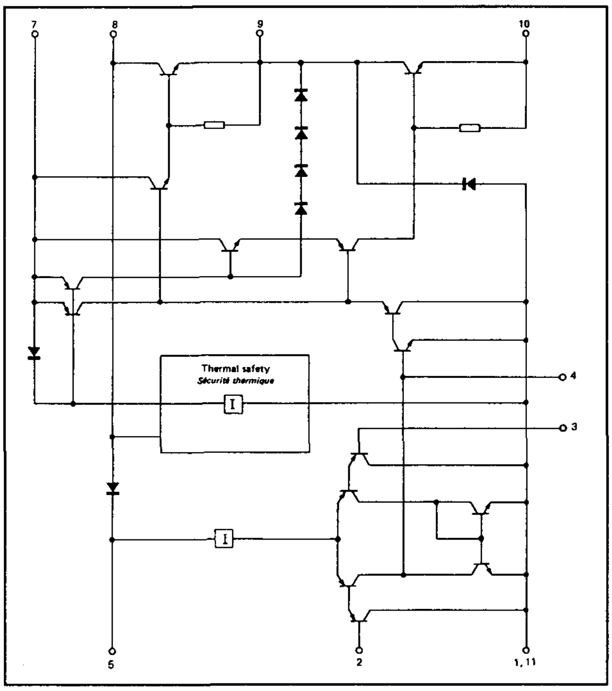


Figuur 14/6.7-26: Behuizing TDA 1111.

- aansluitgegevens: figuur 14/6.7-27
- intern schema: figuur 14/6.7-28
- voedingsspanning: +/−8 V min.
  +/−14 V typisch
  +/−15 V max.
- ruststroom: 25 mA max.



Figuur 14/6.7-27: Aansluitgegevens TDA 1111.



Figuur 14/6.7-28: Intern schema TDA 1111.

- ingangsstroom: 200 nA
- vermogen: 20 W bij +/−14 V, d = 1 % en 4 Ω
- ingangs-ruis: 4 µV
- voedings-onderdrukking: 58 dB

Voorbeeld-schakelingen

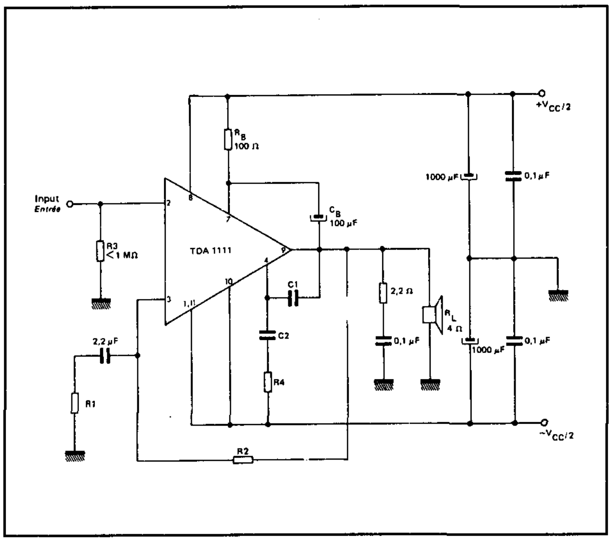
- figuur 14/6.7-29:

Basis-schema van een 20 W versterker met TDA 1111 en met symmetrische voeding van 2 x 14 V.

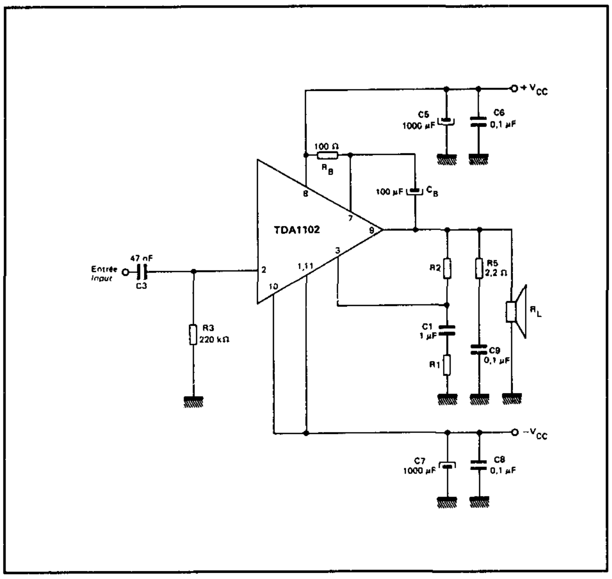
- figuur 14/6.7-30:

De TDA 1111 met enkelvoudige voeding en

6.7 Type-beschrijving P > 10 W



Figuur 14/6.7-29: TDA 1111 met symmetrische voedingen.



Figuur 14/6.7-30: Eindversterker met TDA 1111 met geïntegreerde toonregeling.

met een toonregeling opgenomen in de terugkoppeling over het IC. De totale spanningsversterking bij 1 kHz bedraagt 29 dB, de toonregeling heeft een regelbereik van +/−14 dB bij 40 Hz en 20 kHz.

LM 1875

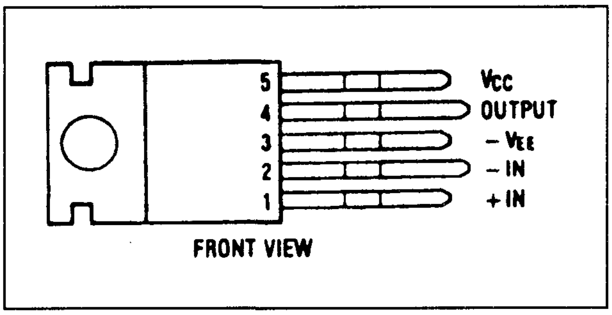
20 W – 4 Ω – 60 V

Eindversterker in een vertikale 5-pens TO-220 behuizing die voldoet aan Hifi-specificaties en gebruikt kan worden voor het samenstellen van hoogwaardige stereo-versterkers met symmetrische voeding. Het IC heeft een extreem lage harmonische vervorming van 0,015% bij 1 kHz en 20 W!

Het IC is voorzien van een thermische zekering en een stroombeveiliging en heeft interne compensatie die een stabiele werking met gesloten lus versterkingen van 10 of meer gegarandeert.

Technische gegevens

- fabrikant: Nationale Semiconductors
- behuizing: figuur 14/6.7-31
- aansluitgegevens: figuur 14/6.7-31



Figuur 14/6.7-31: Behuizing en aansluitgegevens van de LM 1875.

- voedingsspanning: +/−10 V min.
  +/−25 V typisch
  +/−30 V max.
- ruststroom: 100 mA max.
- ingangsstroom: 2 µA
- vermogen: 20 W bij +/−25 V, d = 0,5% en 4 Ω
- ingangs-ruis: 3 µV
- ingangs-offset: 15 mV max.
- bandbreedte: 70 kHz
- voedings-onderdrukking: 52 dB
- slew-rate: 8 V/µs max.

Voorbeeld-schakelingen

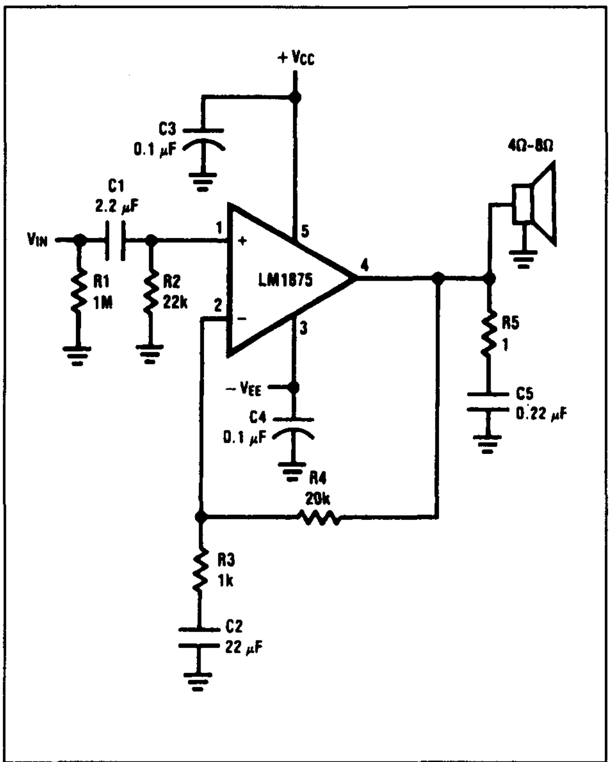
- figuur 14/6.7-32:

Basis-schema van een 20 W versterker met LM 1875 en met symmetrische voeding van 2 x 25 V.

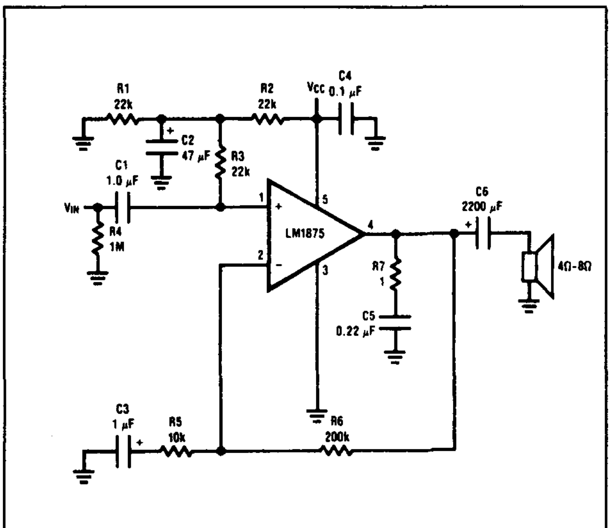
- figuur 14/6.7-33:

De LM 1875 met enkelvoudige voeding.

6.7 Type-beschrijving P > 10 W



Figuur 14/6.7-32: Basis-schema van de LM 1875 met symmetrische voeding.



Figuur 14/6.7-33: De LM 1875 met enkelvoudige voeding.

TDA 2020

20 W – 4 Ω – 44 V

In een standaard 14-pens QIL-behuizing ondergebrachte eindversterker, voorzien van een kontact-plaatje aan de bovenzijde van de behuizing dat thermisch verbonden moet worden met een opschroef-koelplaat. Het IC voldoet aan de Hifi-specificaties van de DIN-norm 45500 en kan gebruikt worden voor het samenstellen van relatief hoogwaardige stereo-versterkers met symmetrische voeding. Het IC is voorzien van een thermische zekering.

De TDA 2020 is pen- en functie-compatible met de TDA 2010, zodat men 12 W versterkers kan 'oppeppen' tot 20 W door het vervangen van de IC's en het verhogen van de voedingsspanning.

Technische gegevens

- fabrikant: Thomson Semiconductors
- behuizing: figuur 14/6.7-34
- aansluitgegevens: figuur 14/6.7-35
- intern schema: figuur 14/6.7-36
- voedingsspanning: +/–5 V min.
  +/–17 V typisch
  +/–22 V max.
- ruststroom: 60 mA max.
- bandbreedte: 160 kHz
- ingangsimpedantie: 5 MΩ
- ingangsstroom: 0,15 μA
- ingangs-offset: 5 mV max.
- uitgangs-offset: 100 mV max.
- vermogen: 20 W bij +/–18 V, d = 1 % en 4 Ω
  16,5 W bij +/–18 V, d = 1% en 8 Ω
- versterking: 100 dB max.
- gevoeligheid: 380 mV voor 15 W in 8 Ω
- vervorming: 0,1 % bij +/–18 V, 15 W en 8 Ω
- ingangs-ruis: 4 μV
- voedings-onderdrukking: 50 dB
- externe koeling: figuur 14/6.7-12

Voorbeeld-schakelingen

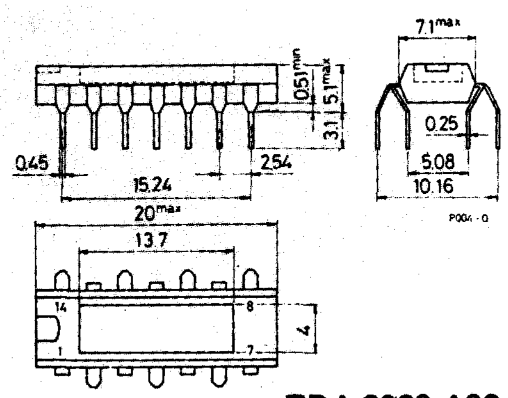
Voor de voorbeeld-schakelingen wordt verwezen naar de TDA 2010.

TDA 2040

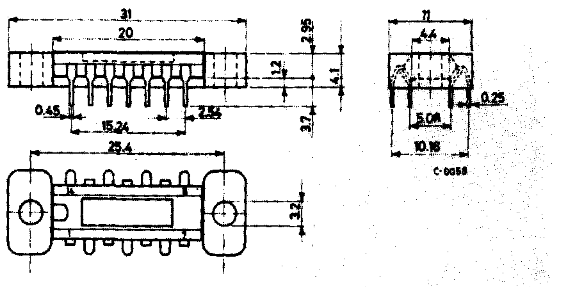
20 W – 4 Ω – 40 V

Eindversterker in een vertikale 5-pens T-220 behuizing voor versterkers met symmetrische voeding. Het IC is voorzien van een thermi-

6.7 Type-beschrijving P > 10 W

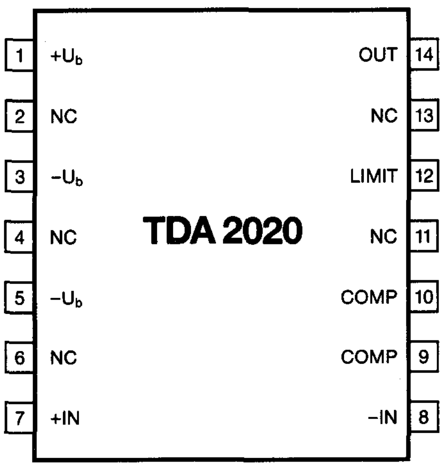


TDA 2020 A92



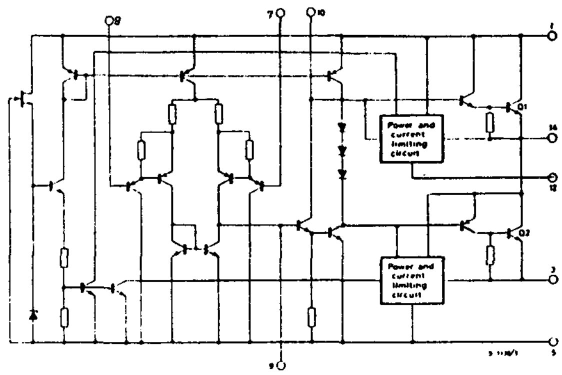
TDA 2020 AD2

Figuur 14/6.7-34: Behuizing van de TDA 2020.



Figuur 14/6.7-35: Aansluitgegevens TDA 2020.

sche zekering en een stroombeveiliging en heeft een 'save area-operation' voorziening die ervoor zorgt dat de eindtransistoren steeds in hun veilige werkings-gebied ingesteld blijven.



Figuur 14/6.7-36: Intern schema TDA 2020.

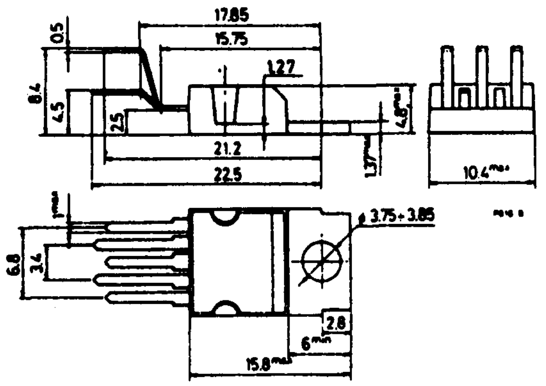
Technische gegevens

- fabrikant: diverse
- behuizing: figuur 14/6.7-37
- aansluitgegevens: figuur 14/6.7-38
- voedingsspanning: +/−10 V min.
+/−16 V typisch
+/−20 V max.
- vermogen: 20 W bij +/−16 V, d = 0,5% en 4 Ω

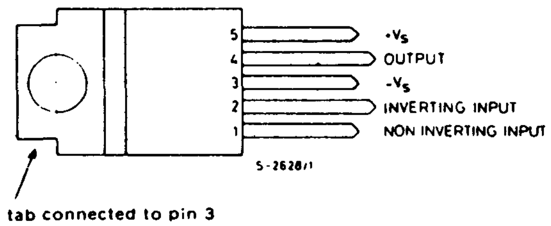
Voorbeeld-schakeling

- figuur 14/6.7-39:

6.7 Type-beschrijving P > 10 W



Figuur 14/6.7-37: Behuizing TDA 2040.



Figuur 14/6.7-38: Aansluitgegevens TDA 2040.

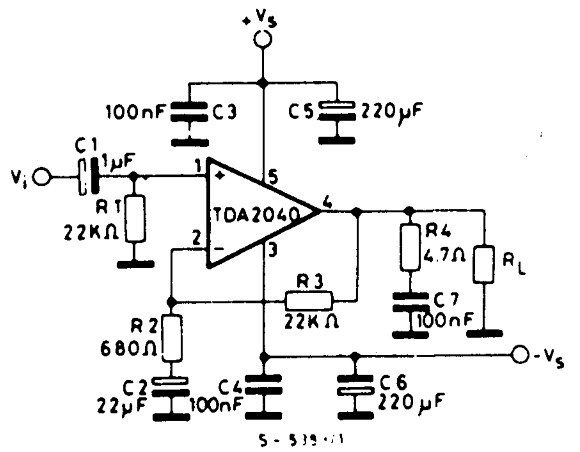
Basis-schema van een 20 W versterker met TDA 2040 en met symmetrische voeding van 2 x 16 V.

TDA 1512

21 W – 4 Ω – 35 V

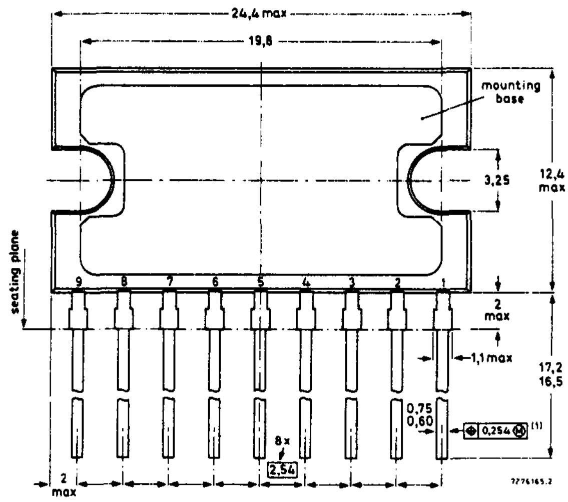
Eindversterker in 9-pens SIL-behuizing, ontwikkeld voor het samenstellen van eindversterkers in net-gevoede apparatuur met asymetrische voeding en gemiddelde kwaliteit. Het IC is voorzien van een overspannings-beveiliging, kortsluit-beveiliging en thermische zekering.

Technische gegevens



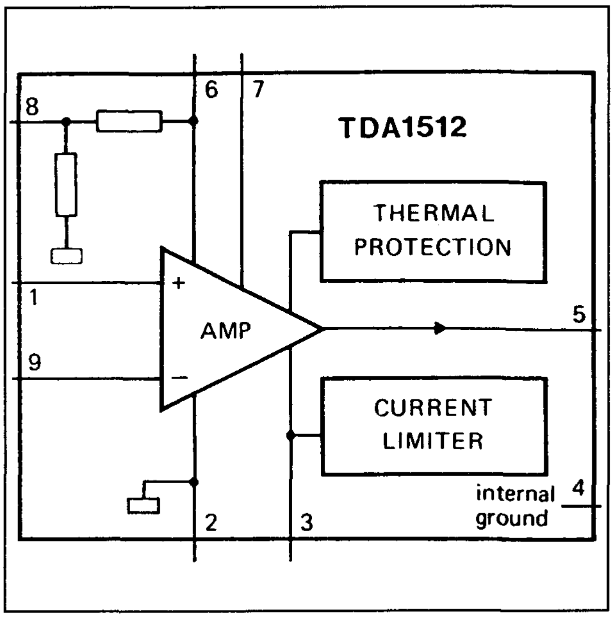
Figuur 14/6.7-39: De TDA 2040 met symmetrische voeding.

- fabrikant: Philips
- behuizing: figuur 14/6.7-40
- aansluitgegevens: figuur 14/6.7-41
- intern schema: figuur 14/6.7-42
- voedingsspanning: 15 V min.
  25 V typisch
  35 V max.

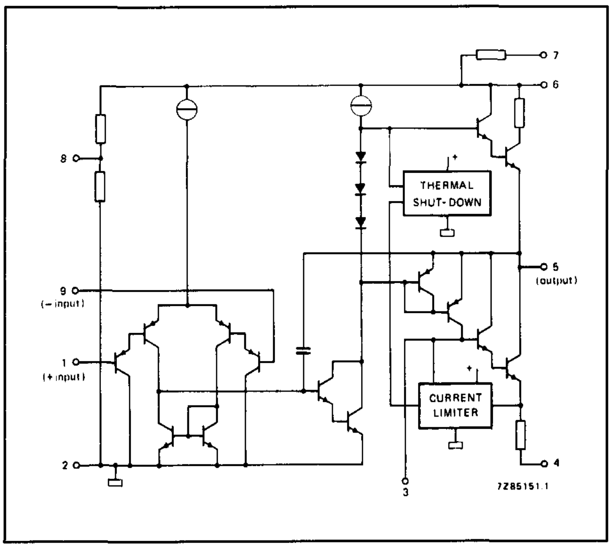


Figuur 14/6.7-40: Behuizing van de TDA 1512 en TDA 1520.

6.7 Type-beschrijving P > 10 W



Figuur 14/6.7-41: Aansluitgegevens TDA 1512 en TDA 1520.



Figuur 14/6.7-42: Intern schema TDA 1512 en TDA 1520.

- ruststroom: 65 mA max.
- bandbreedte: 16 kHz
- ingangsimpedntie: 100 kΩ
- gevoeligheid: 210 mV voor 10 W in 4 Ω
- vermogen: 21 W bij 32 V, d =0,7% en 4 Ω
  15 W bij 32 V, d = 10% en 8 Ω
  12 W bij 32 V, d = 0,7% en 8 Ω
- versterking: 74 dB
- signaal-ruis verhouding: 68 dB
- voedings-onderdrukking: 50 dB

TDA 1520

22 W – 4 Ω – 44 V

Eindversterker in 9-pens SIL-behuizing, ontwikkeld voor het samenstellen van eindversterkers in net-gevoede apparatuur met asymetrische of symmetrisch voeding en hoge-kwaliteit. Het IC is voorzien van een overspannings-beveiliging, kortsluit-beveiliging en thermische zekering.

De TDA 1520 is pin- en schema-compatible met de TDA 1512.

Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: figuur 14/6.7-40
- aansluitgegevens: figuur 14/6.7-41
- intern schema: figuur 14/6.7-42
- voedingsspanning: 15 V min.
  33 V typisch
  44 V max.
- ruststroom: 54 mA max.
- bandbreedte: 20 kHz
- ingangsimpedantie: 1 MΩ
- gevoeligheid: 260 mV voor 16 W in 4 Ω
- vermogen: 22 W bij 33 V, d = 0,5% en 4 Ω
  11 W bij 33 V, d = 0,5% en 8 Ω
- vervorming: 0,01 % bij 33 V, 16 W en 8 Ω
- versterking: 74 dB
- signaal-ruis verhouding: 75 dB
- voedings-onderdrukking: 65 dB

TDA 1520 A

22 W – 4 Ω – 50 V

De TDA 1520 A is pin- en schema-compatible met de TDA 1520, heeft echter een hoger voedingsspannings-bereik (50 V).

Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: figuur 14/6.7-40
- aansluitgegevens: figuur 14/6.7-41
- intern schema: figuur 14/6.7-42
- voedingsspanning: 15 V min.
  33 V typisch
  50 V max.

– ruststroom: 70 mA max.

Voor de overige gegevens wordt verwezen naar de TDA 1520.

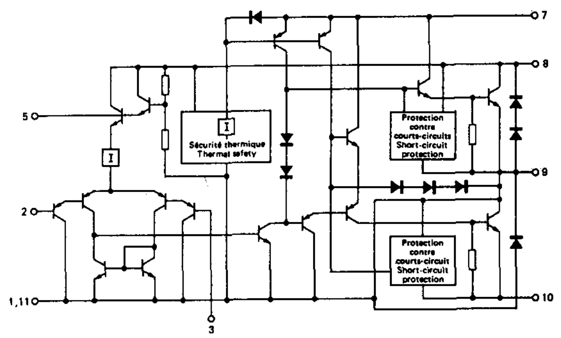
TDA 1102

25 W – 4 Ω – 36 V

Deze in een vertikale speciale behuizing met 11 pennen ondergebrachte eindversterker is pen-compatible met de TDA 1111, maar is kwalitatief minder aantrekkelijk. Het IC is voorzien van een thermische zekering en kortsluitbeveiliging.

Technische gegevens

- fabrikant: Thomson Semiconductors
- behuizing: figuur 14/6.7-43
- aansluitgegevens: figuur 14/6.7-43
- Intern schema: figuur 14/6.7-44
- voedingsspanning: 12 V min.
  24 V typisch
  36 V max.
- ruststroom: 25 mA max.
- ingangsstroom: 400 nA
- vermogen: 25 W bij 28 V, d = 10% en 4 Ω
  20 W bij 28 V, d = 1% en 4 Ω
  13 W bij 28 V, d = 10% en 8 Ω
- versterking: 90 dB
- ingangs-weerstand: 5 mΩ

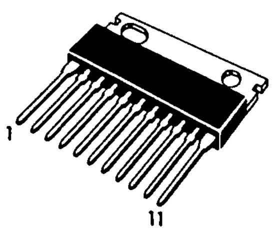


Figuur 14/6.7-44: Intern schema TDA 1102.

- ingangs-ruis: 3 μV
- voedings-onderdrukking: 57 dB

Voorbeeld-schakelingen

– figuur 14/6.7-45:
Basis-schema van een 25 W versterker met TDA 1102 en met symmetrische voeding van 2 x 14 V.
– figuur 14/6.7-46:
De TDA 1102 met enkelvoudige voeding.
– figuur 14/6.7-47:
Brugversterker met 2 x TDA 1102 met symmetrische voeding en een uitgangsvermogen van



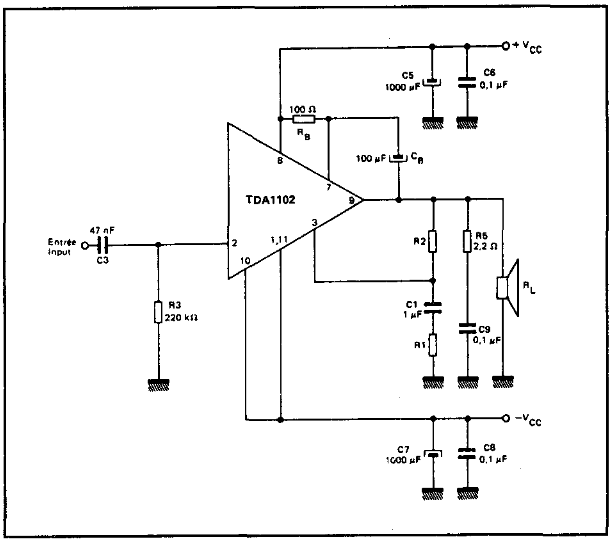
Les broches 1 et 11 sont réunies intérieurement et solidaires de l'ailette.

Pins 1 and 11 are internally connected and joined to the tab.

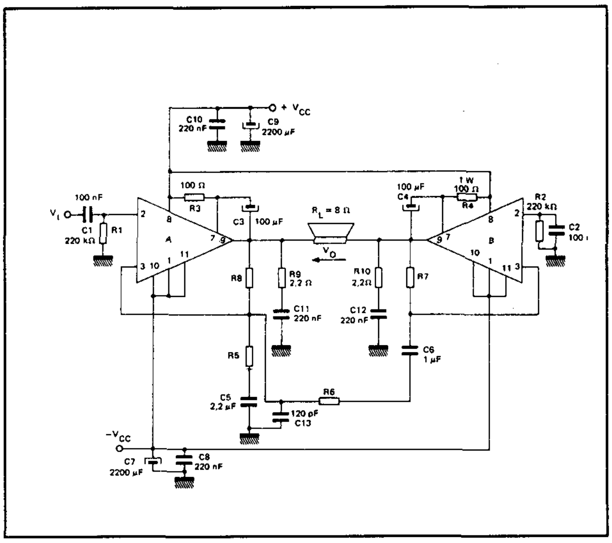
Pin		Pin	
1	**Substrat** –V_{CC} / Substrate –V_{CC}	7	**Bootstrap** / Bootstrap
2	**Entrée non inverseuse** / Non inverting input	8	+V_{CC}
3	**Entrée inverseuse** / Inverting input	9	**Sortie** / Output
4	**Ne pas utiliser** / Not to be used	10	–V_{CC}
5	**Filtrage** / Ripple rejection	11	**Substrat** –V_{CC} / Substrate –V_{CC}
6	**Ne pas utiliser** / Not to be used		

Figuur 14/6.7-43: Behuizing en aansluitgegevens van de TDA 1102.

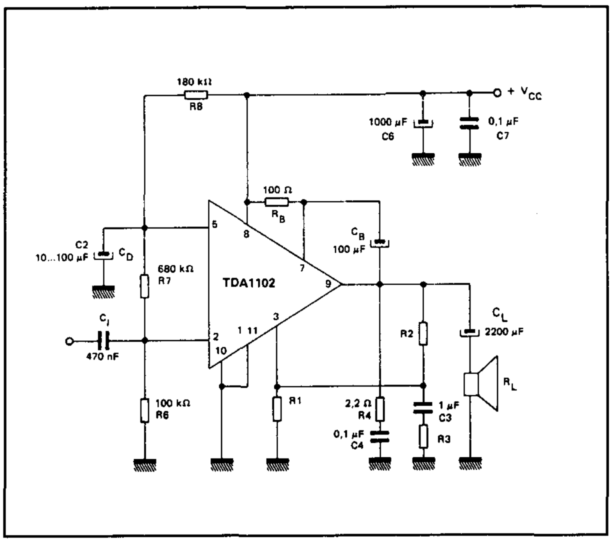
6.7 Type-beschrijving P > 10 W



Figuur 14/6.7-45: De TDA 1102 met symmetrische voeding.



Figuur 14/6.7-47: Brugversterker met 2 x TDA 1102.



Figuur 14/6.7-46: De TDA 1102 met asymmetrische voeding.

36 W in 8 Ω bij 1% vervorming en een vermogen van 44 W bij 10% vervorming.

14/6.8

Type-beschrijving stereo-IC's

TDA 7050 T

12 x 0,15 W – 64 Ω – 6 V

In miniatuur behuizing (mini-DIL) ondergebrachte chip die speciaal ontwikkeld is om complete stereo-ontvangertjes in te bouwen in bijvoorbeeld polshorloges of miniatuur speelgoed. Het IC kan hoog-ohmige hoofdtelefoons aansturen met een minimaal aantal externe componenten.

Technische gegevens

- fabriek: Philips
- behuizing: figuur 14/6.8-1
- aansluitgegevens: figuur 14/6.8-2
- voedingsspanning: 1,6 V min.
  3 V typisch
  6,0 V max.
- ruststroom: 4 mA max.
- ingangsstroom: 40 nA max.
- ingangsimpedantie: 1 MΩ
- vermogen: 0,15 W bij 6 V, d = 10% en 32 Ω
  0,075 W bij 4,5 V, d = 10% en 32 Ω
- versterking: 26 dB, intern vast ingesteld
- ingangs-ruis: 0,1 mV
- kanaal-scheiding: 40 dB bij 1 kHz

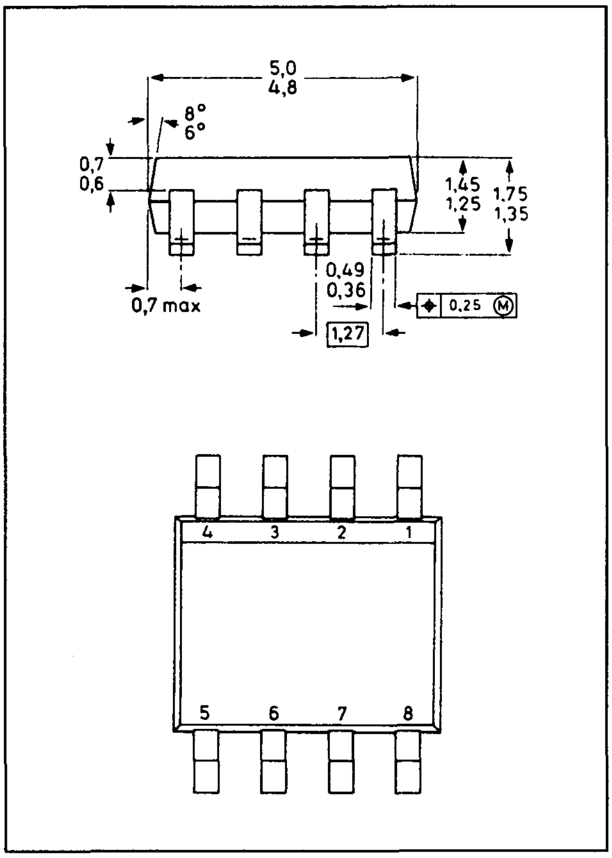
Voorbeeld-schakelingen

- figuur 14/6.8-3:

Stereo-versterkertje met 2 x 75 mW vermogen als afsluiting van de miniatuur-decoder TDA 7040 T.

- figuur 14/6.8-4:

Brugversterkertje met een vermogen van 150 mW in 64 Ω bij 4,5 V voeding en met 10% vervorming.



Figuur 14/6.8-1: behuizing van de TDA 7050 T, reeds aangepast aan de nieuwe 'Surface Mounting'-technologie.

U 2431 B

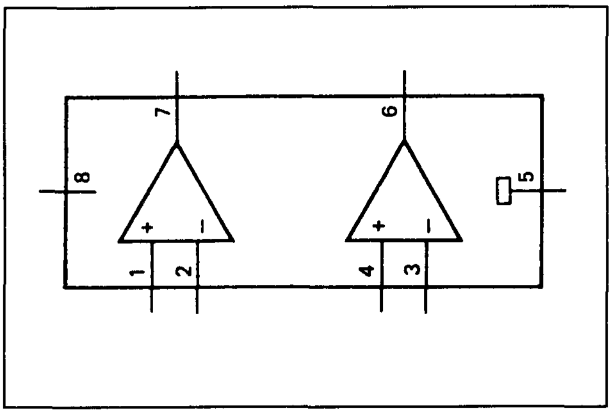
2 x 0,22 W – 16 Ω – 8 V

In speciale SIP-9 behuizing ondergebrachte versterker ontwikkeld voor gebruik in walkmen en soortgelijke apparatuur.

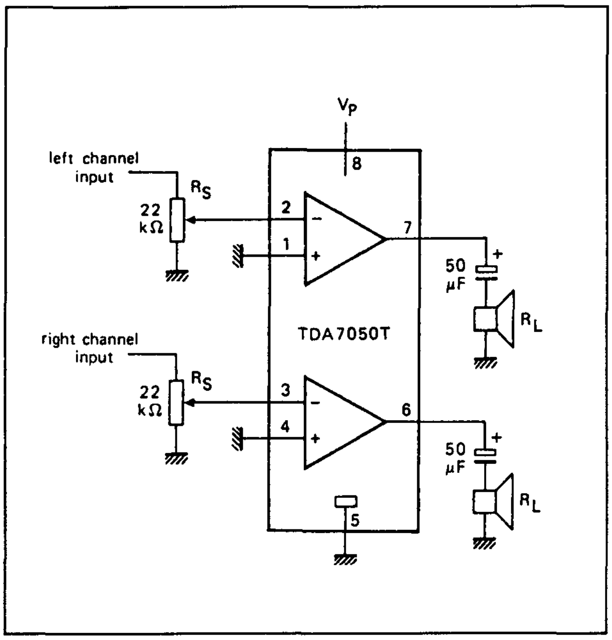
Technische gegevens

- fabrikant: Telefunken

6.8 Type-beschrijving stereo-IC's



Figuur 14/6.8-2: Aansluitgegevens TDA 7050 T.



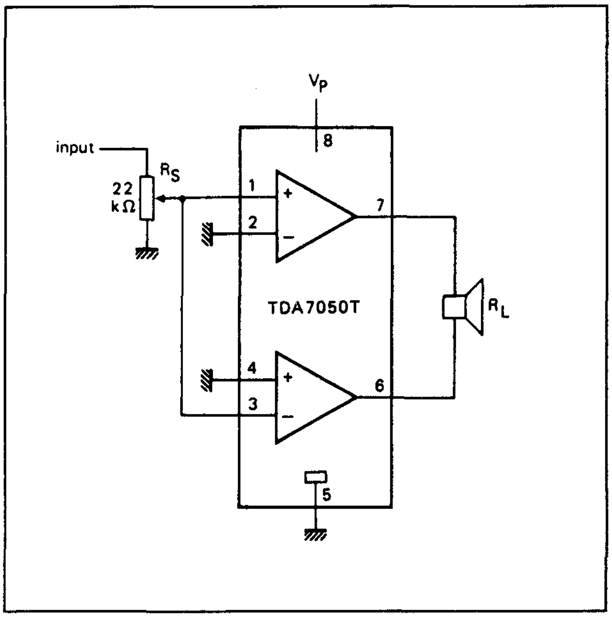
Figuur 14/6.8-3: Hoofdtelefoon versterkertje met de TDA 7050 T.

- behuizing: figuur 14/6.8-5
- aansluitgegevens: figuur 14/6.8-6
- voedingsspanning: 1,8 V min.
  6 V typisch
  8 V max.
- vermogen: 0,22 W bij 6 V, d = 10% en 16 Ω

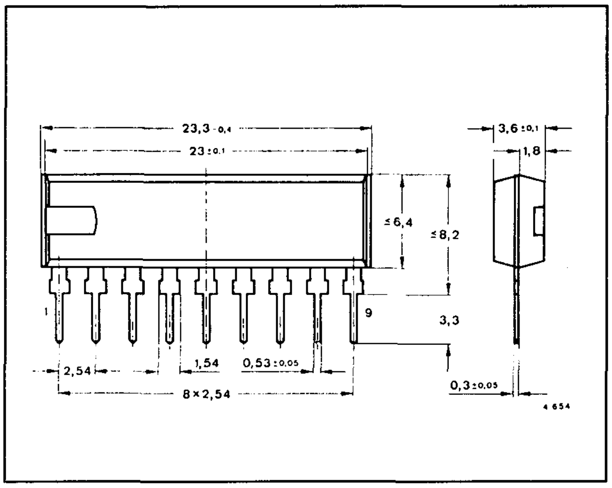
Voorbeeld-schakelingen

- figuur 14/6.8-7:

Brug-versterkertje met een vermogen van 880 mW in 16 Ω bij 6 V voeding en met 10% vervorming.



Figuur 14/6.8-4: Brug-schakeling met de TDA 7050 T.



Figuur 14/6.8-5: Behuizing U 2431 B.

U 2432 B

2 x 0,22 W – 16 Ω – 8 V

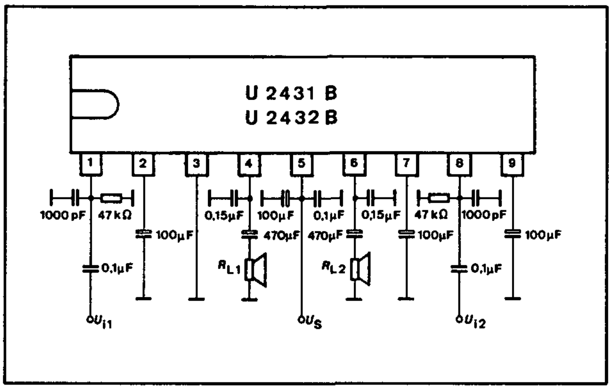
Vergelijkbaar met de U 2431 B, echter in andere behuizing.

Technische gegevens

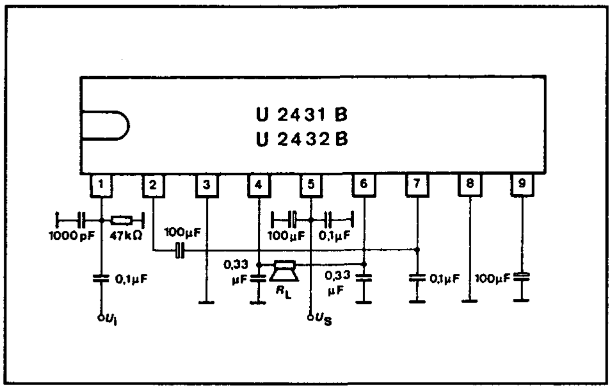
- fabrikant: Telefunken
- behuizing: figuur 14/6.8-8

Voor de overige gegevens wordt verwezen naar de U 2431 B.

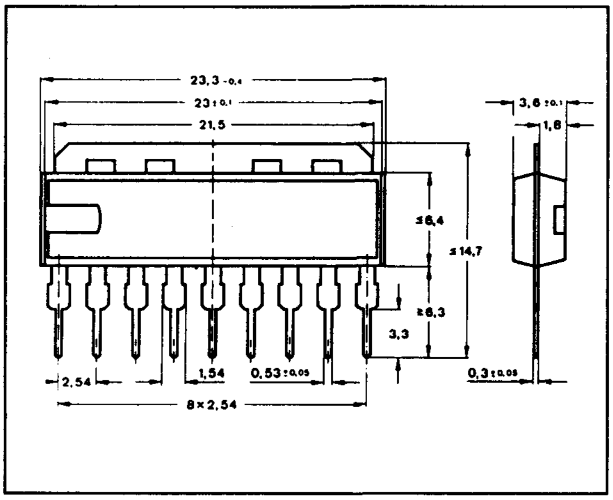
6.8 Type-beschrijving stereo-IC's



Figuur 14/6.8-6: Voorbeeld-schakeling met de U 2431 B of U 2432 B.



Figuur 14/6.8-7: Brug-versterker met de Telefunken IC's.



Figuur 14/6.8-8: Behuizing van de U 2432 B.

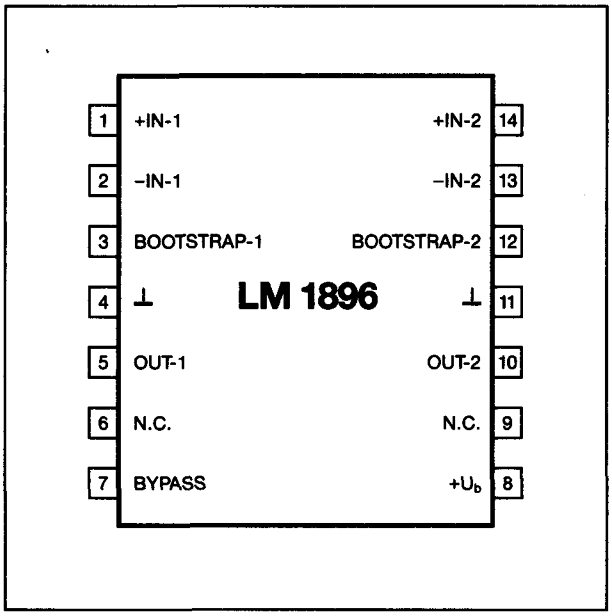
LM 1896

2 x 0,25 W – 4 Ω – 12 V

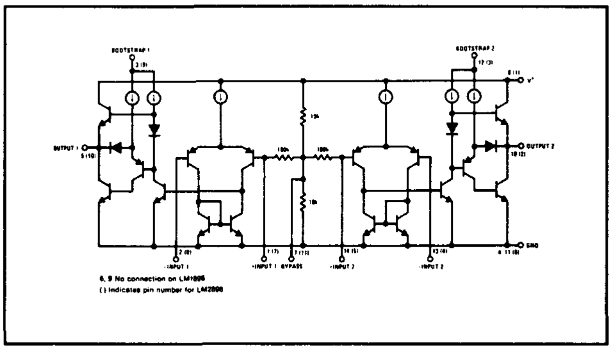
In standaard 14-pens DIL behuizing ondergebrachte stereo-versterker die speciaal ontwikkeld is voor gebruik in draagbare ontvangers met gecombineerde AM/FM-ontvangst-bereiken. De interne schakelingen zijn speciaal ontworpen met het oog op minimale storing in het geluid door instraling van de HF- en MF-signalen die in de ontvanger ontstaan.

Technische gegevens

- fabrikant: National Semiconductors
- behuizing: DIL-14
- aansluitgegevens: figuur 14/6.8-9
- intern schema: figuur 14/6.8-10



Figuur 14/6.8-9: Aansluitgegevens LM 1896.



Figuur 14/6.8-10: Intern schema LM 1896 en LM 2896.

- voedingsspanning: 3 V min.
  6 V typisch
  12 V max.

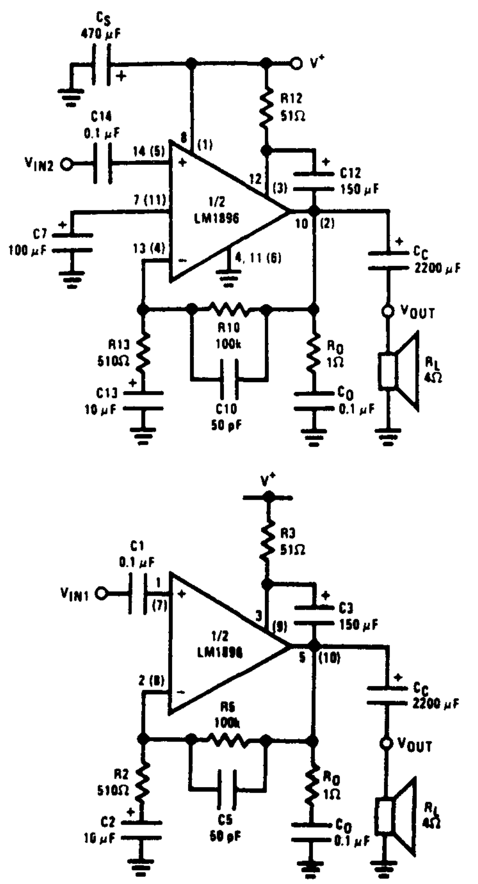
6.8 Type-beschrijving stereo-IC's

- ruststroom: 25 mA max.
- ingangsstroom: 120 nA max.
- ingangsimpedantie: 100 kΩ
- ingangs-offset: 5 mV max.
- vermogen: 1 W bij 6 V, d = 10% en 4 Ω
- ingangs-ruis: 1,4 μV
- kanaal-scheiding: 64 dB bij 1 kHz
- voedings-onderdrukking: 54 dB

Voorbeeld-schakeling

- figuur 14/6.8-11:

Stereo-versterkertje met 2 x 1 W vermogen.



Figuur 14/6.8-11: Stereo-versterkertje met de LM 1896 of LM 2896.

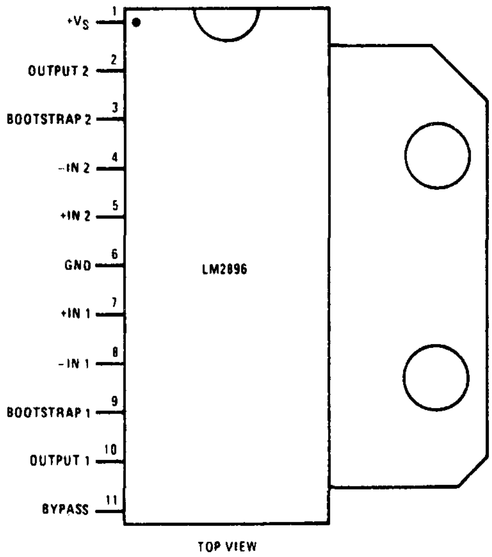
LM 2896

2 x 0,25 W – 4 Ω – 18 V

Equivalent aan de LM 1896, echter in andere behuizing en met groter voedings-bereik.

Technische gegevens

- fabrikant: National Semiconductor
- behuizing: figuur 14/6.8-12



Figuur 14/6.8-12: Behuizing en aansluitgegevens van de LM 2896.

- aansluitgegevens: figuur 14/6.8-12
- voedingsspanning: 3 V min.
  6 V typisch
  18 V max.
- ruststroom: 40 mA max.

Voor de overige gegevens wordt verwezen naar de LM 1896.

Voorbeeld-schakeling

- figuur 14/6.8-13:

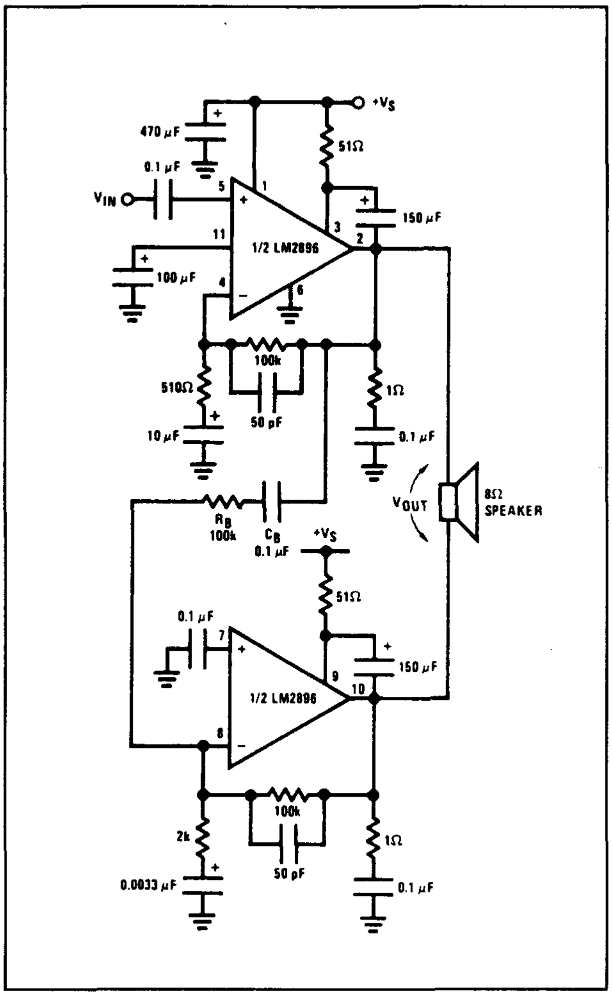
Brug-versterkertje met 2,5 W vermogen in 8 Ω en 12 V voedingsspanning.

LM 377

2 x 2 W – 8 Ω – 26 V

In standaard 14-pens DIL behuizing onderge-

6.8 Type-beschrijving stereo-IC's

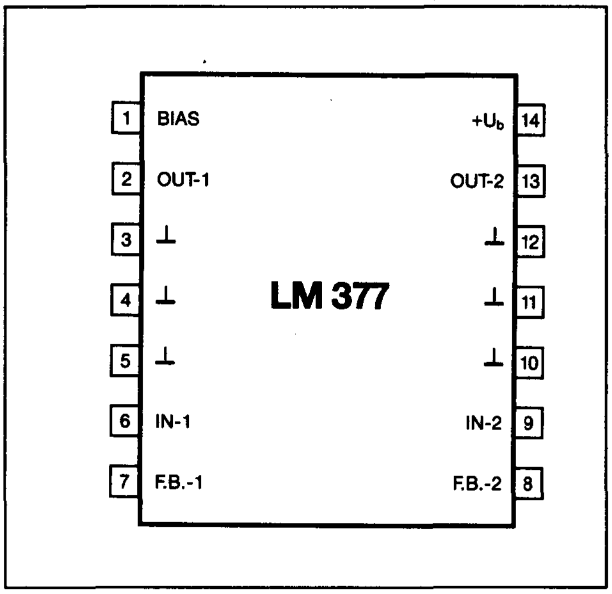


Figuur 14/6.8-13: Brug-versterker met de LM 2896.

brachte stereo-versterker die speciaal ontwikkeld is voor gebruik in draagbare ontvangers met gecombineerde AM/FM-ontvangst-bereiken. De versterkers hebben een interne biasinstelling, zodat het aantal externe componenten tot een minimum beperkt kan worden en zijn uitgerust met thermische zekeringen en overstroombeveiliging.

Dit IC wordt niet aanbevolen voor nieuwe ontwerpen, zie LM 1877 voor opvolger.

Technische gegevens
- fabrikant: National Semiconductor
- behuizing: DIL-14
- aansluitgegevens: figuur 14/6.8-14
- intern schema: figuur 14/6.8-15



Figuur 14/6.8-14 Aansluitgegevens LM 377.

- voedingsspanning: 10 V min.
  20 V typisch
  26 V max.
- ruststroom: 50 mA max.
- ingangsstroom: 100 nA max.
- ingangsimpedantie: 3 MΩ
- ingangs-offset: 15 mV max.
- vermogen: 2 W bij 20 V, d = 5% en 8 Ω
- vervorming: 0,1 % bij 2 W in 8 Ω
- ingangs-ruis: 3 µV
- versterking: 90 dB
- uitgangsspanning: $U_b - 6\,V_{top\text{-}tot\text{-}top}$ max.
- stroombegrenzing: 1,5 A max.
- slew-rate: 1,4 V/µs
- kanaal-scheiding: 70 dB bij 1 kHz
- voedings-onderdrukking: 70 dB

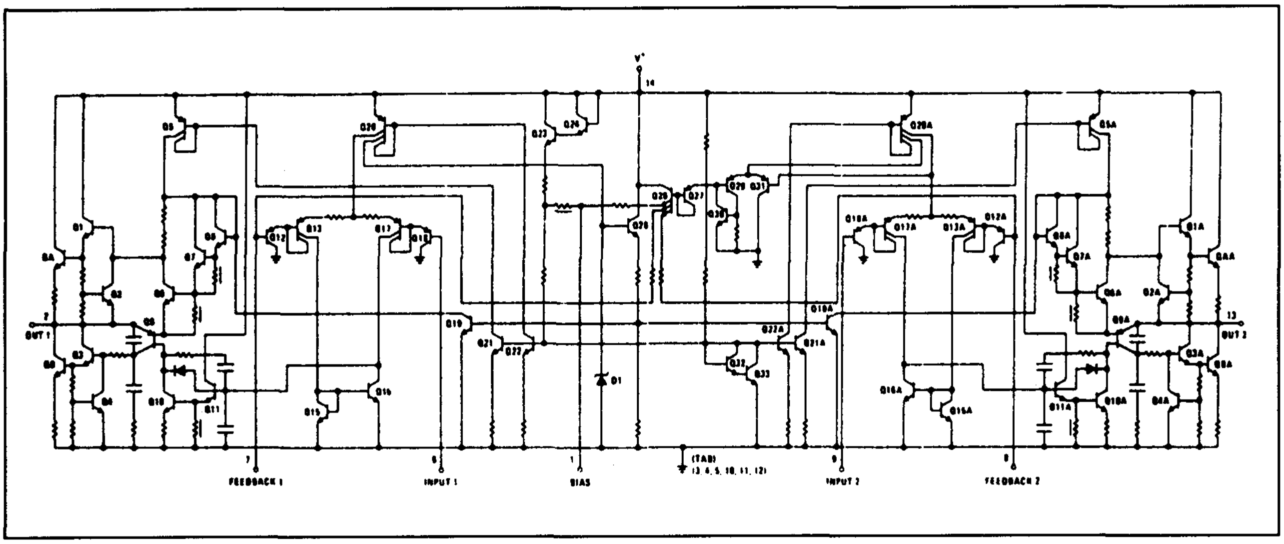
Voorbeeld-schakelingen
- figuur 14/6.8-16:

Stereo-versterkertje met 2 x 2 W vermogen, met minimaal aantal externe componeneten door gebruik te maken van de interne bias.
- figuur 14/6.8-17:

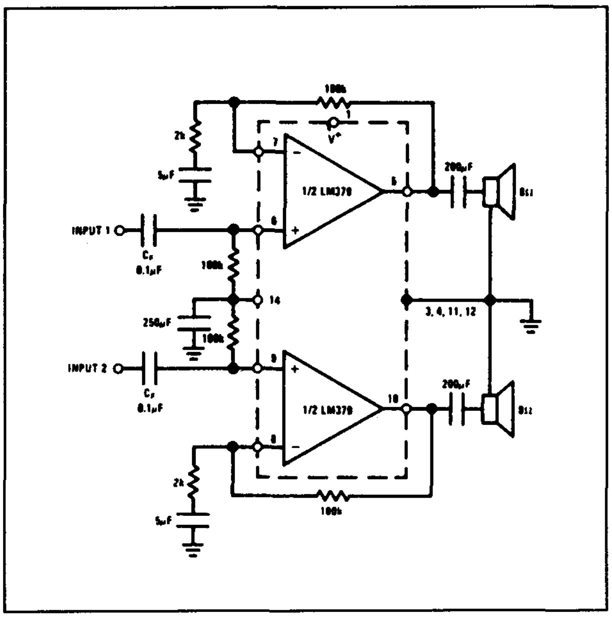
Brug-versterker met een vermogen van 4 W met interne bias.
- figuur 14/6.8-18:

De LM 377 als power-booster voor sturing van een complementaire eindtrap met een vermogen van 10 W in 4 Ω.

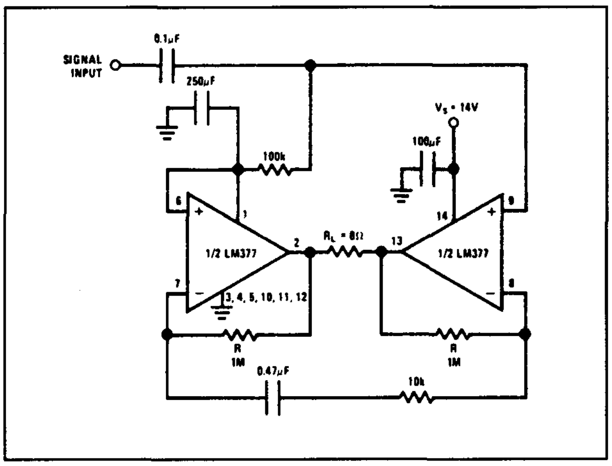
6.8 Type-beschrijving stereo-IC's



Figuur 14/6.8-15: Intern schema van de LM 377.



Figuur 14/6.8-16: Basis-schakeling rond de LM 377.



Figuur 14/6.8-17: Brug-versterker met LM 377.

LM 1877

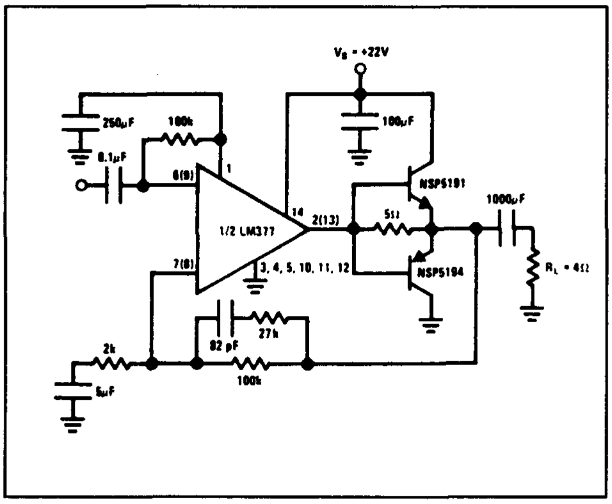
2 x 2 W – 8 Ω – 26 V

Moderne versie van de LM 377, pen-compatible maar met verbeterde specificaties. De interne schakelingen zijn gemoderniseerd, zo is de versterker intern gecompenseerd tegen oscillaties voor alle toepassingen met een gesloten lus versterking van minimaal 10.

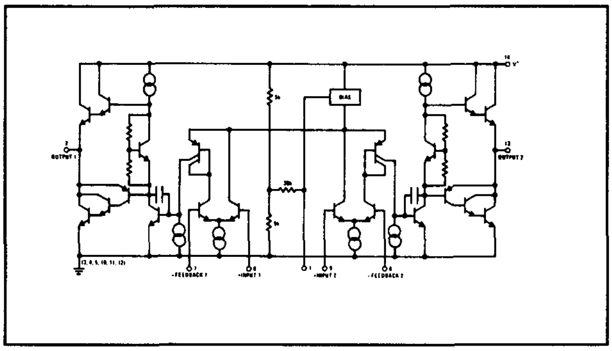
Technische gegevens

- fabrikant: National Semiconductor
- behuizing: DIL-14
- aansluitgegevens: figuur 14/6.8-14
- intern schema: figuur 14/6.8-19
- voedingsspanning: 6 V min.
  20 V typisch
  26 V max.
- ruststroom: 50 mA max.
- ingangsstroom: 50 nA max.
- ingangsimpedantie: 4 MΩ
- ingangs-offset: 15 mV max.
- vermogen: 2 W bij 20 V, d = 10% en 8 Ω
- vervorming: 0,055% bij 1 W in 8 Ω
- ingangs-ruis: 2,5 µV
- versterking: 70 dB
- uitgangsspanning: $U_b 1 - 6\,V_{top\text{-}tot\text{-}top}$ max.

6.8 Type-beschrijving stereo-IC's



Figuur 14/6.8-18: De LM 377 als booster voor een complementaire eindtrap.



Figuur 14/6.8-19: Intern schema LM 1877.

- stroombegrenzing: 1A
- slew-rate: 2,0 V/μs
- kanaal-scheiding: 70 dB bij 1 kHz
- voedings-onderdrukking: 65 dB

Voorbeeld-schakelingen

- figuur 14/6.8-20:

Stereo-versterkertje met 2 x 2 W vermogen, met minimaal aantal externe componenten door gebruik te maken van de interne bias.

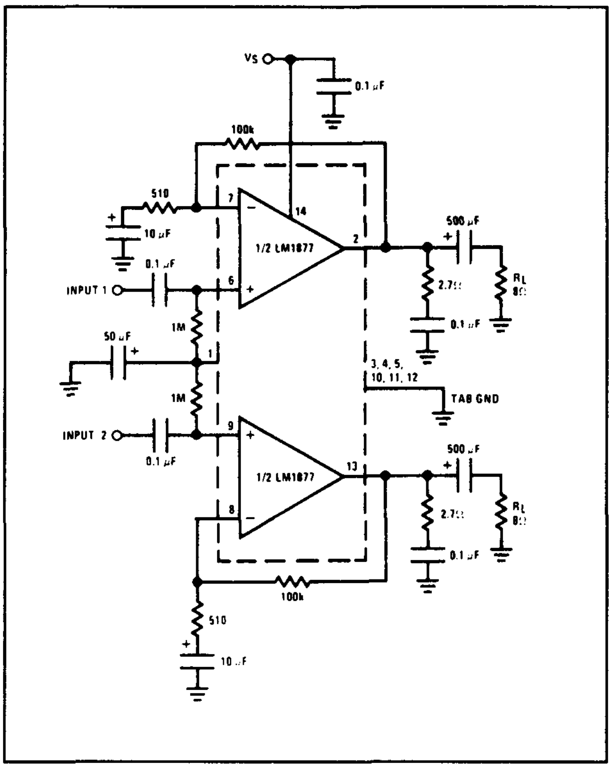
- figuur 14/6.8-21:

Stereo-versterker voor ceramische pick-up met bas-regeling met een regelbereik van +/−10 dB.

TEA 2025

2 x 2,3 W – 4 Ω – 15 V

Speciaal voor lage batterij-voeding ontwikkelde stereo-versterker, inzetbaar als eindtrap



Figuur 14/6.8-20: Basis-schema met de LM 1877.

in draagbare ontvangers.

Technische gegevens

- fabrikant: Thomson Semiconductor
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 14/6.8-22
- intern schema: figuur 14/6.8-23
- voedingsspanning: 3 V min.
9 V typisch
15 V max.
- ruststroom: 50 mA max.
- ingangsimpedantie: 30 kΩ
- vermogen: 2,3 W bij 9 V, d = 10% en 4 Ω
- vervorming: 0,3% bij 0,25 W in 4 Ω
- ingangs-ruis: 3 μV
- versterking: 47 dB
- kanaal-scheiding: 55 dB bij 1 kHz
- voedings-onderdrukking: 46 dB

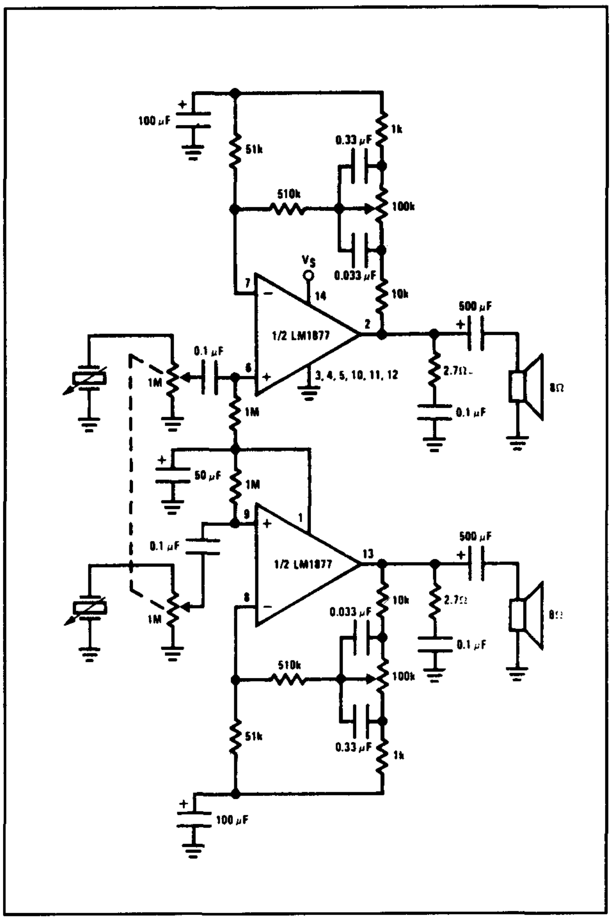
Voorbeeld-schakelingen

- figuur 14/6.8-24:

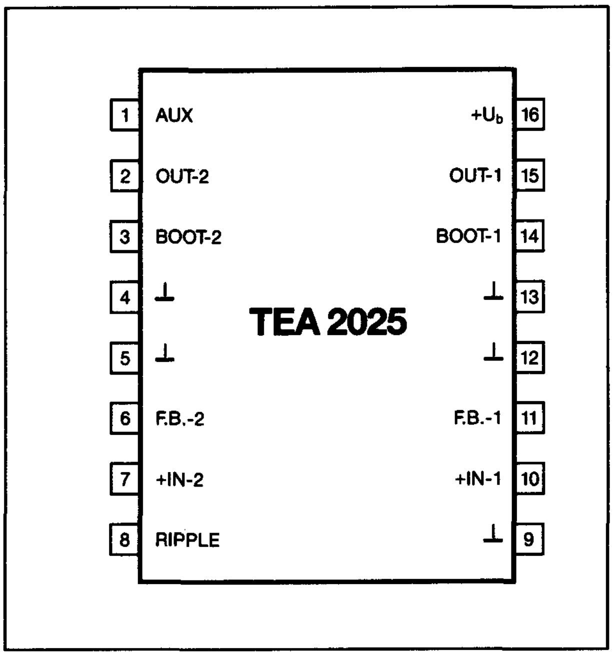
Stereo-versterker met TEA 2025 voor 2 x 2,3 W vermogen.

- figuur 14/6.8-25:

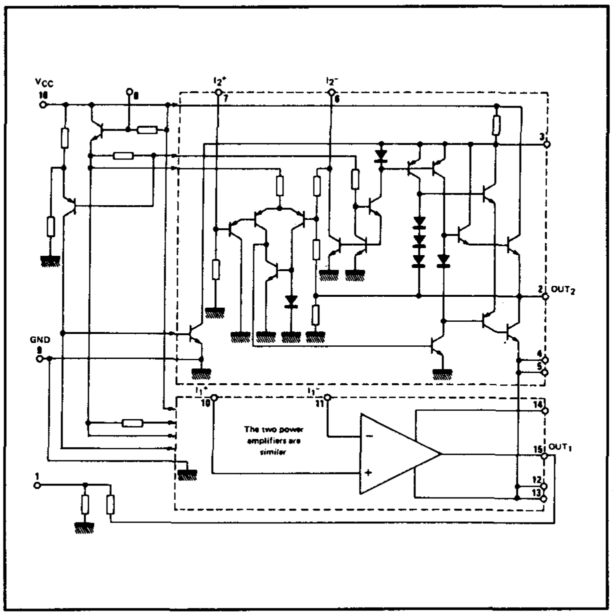
6.8 Type-beschrijving stereo-IC's



Figuur 14/6.8-21: Volledige versterker voor ceramische elementen met lage tonen regeling.



Figuur 14/6.8-22: Aansluitgegevens TEA 2025.



Figuur 14/6.8-23: Intern schema TEA 2025.

Brug-versterker met TEA 2025 voor 4,7 W vermogen in 8 Ω en 9 V voeding.

TEA 2024

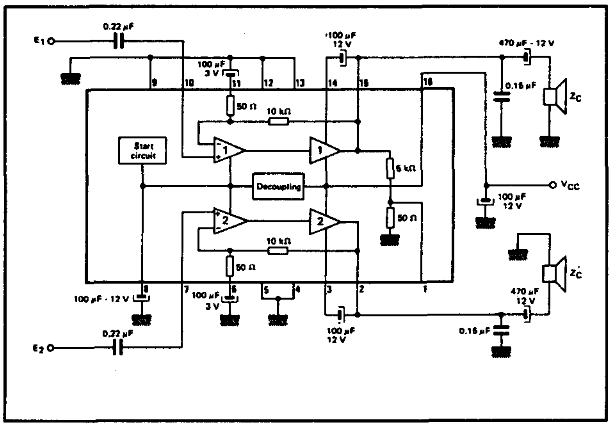
2 x 3,5 W – 4 Ω – 20 V

Stereo-versterker in speciale SIL-behuizing, ontwikkeld voor gebruik in stereo cassette-recorders.

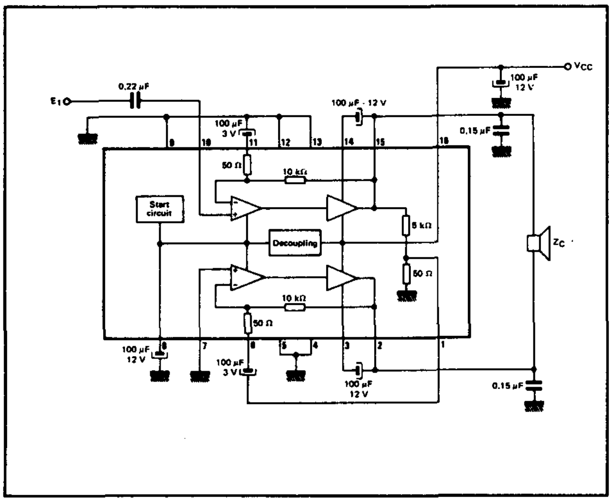
Technische gegevens

- fabrikant: Thomson Semiconductors
- behuizing: figuur 14/6.8-26
- aansluitgegevens: figuur 14/6.8-27
- intern schema: figuur 14/6.8-28
- voedingsspanning: 6 V min.
12 V typisch
20 V max.
- ruststroom: 60 mA max.
- vermogen: 3,5 W bij 12 V, d = 10% en 4 Ω
1,7 W bij 9 V, d = 10% en 4 Ω
- vervorming: 0,3% bij 2 W in 4 Ω
- ingangs-ruis: 2 μV
- versterking: 47 dB
- bandbreedte: 40 kHz
- kanaal-scheiding: 52 dB bij 1 kHz

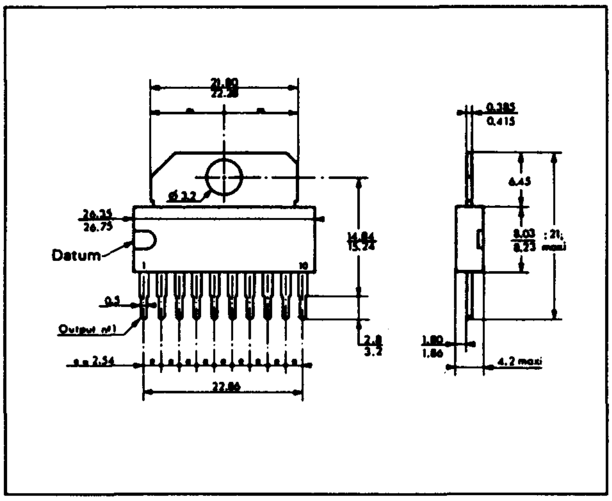
6.8 Type-beschrijving stereo-IC's



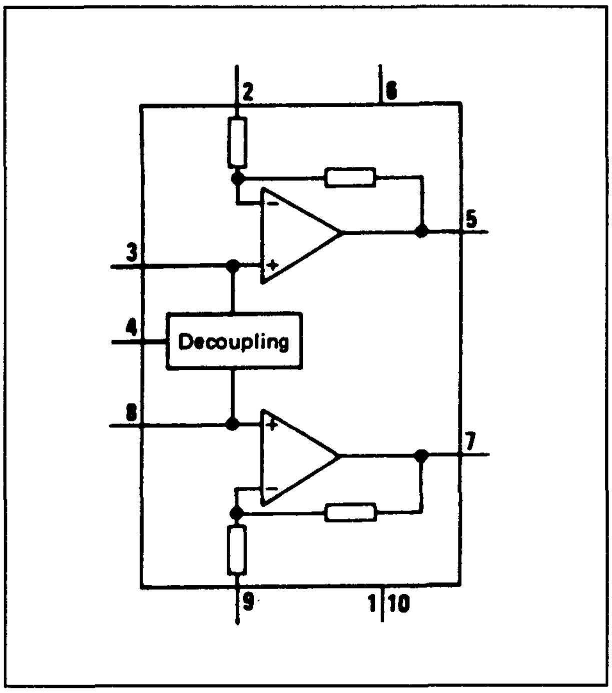
Figuur 14/6.8-24: Basis-schema stereo-versterker met TEA 2025.



Figuur 14/6.8-25: basis-schema brugversterker met TEA 2025.



Figuur 14/6.8-26: Behuizing TEA 2024.



Figuur 14/6.8-27: Aansluitgegevens TEA 2024.

- voedings-onderdrukking: 50 dB

Voorbeeld-schakelingen

- figuur 14/6.8-29:

Stereo-versterker met TEA 2024 voor 2 x 3,5 W vermogen.

- figuur 14/6.8-30:

Brug-versterker met TEA 2024 voor 10 W vermogen in 4 Ω en 12 V voeding.

LM 378

2 x 4 W – 8 Ω – 35 V

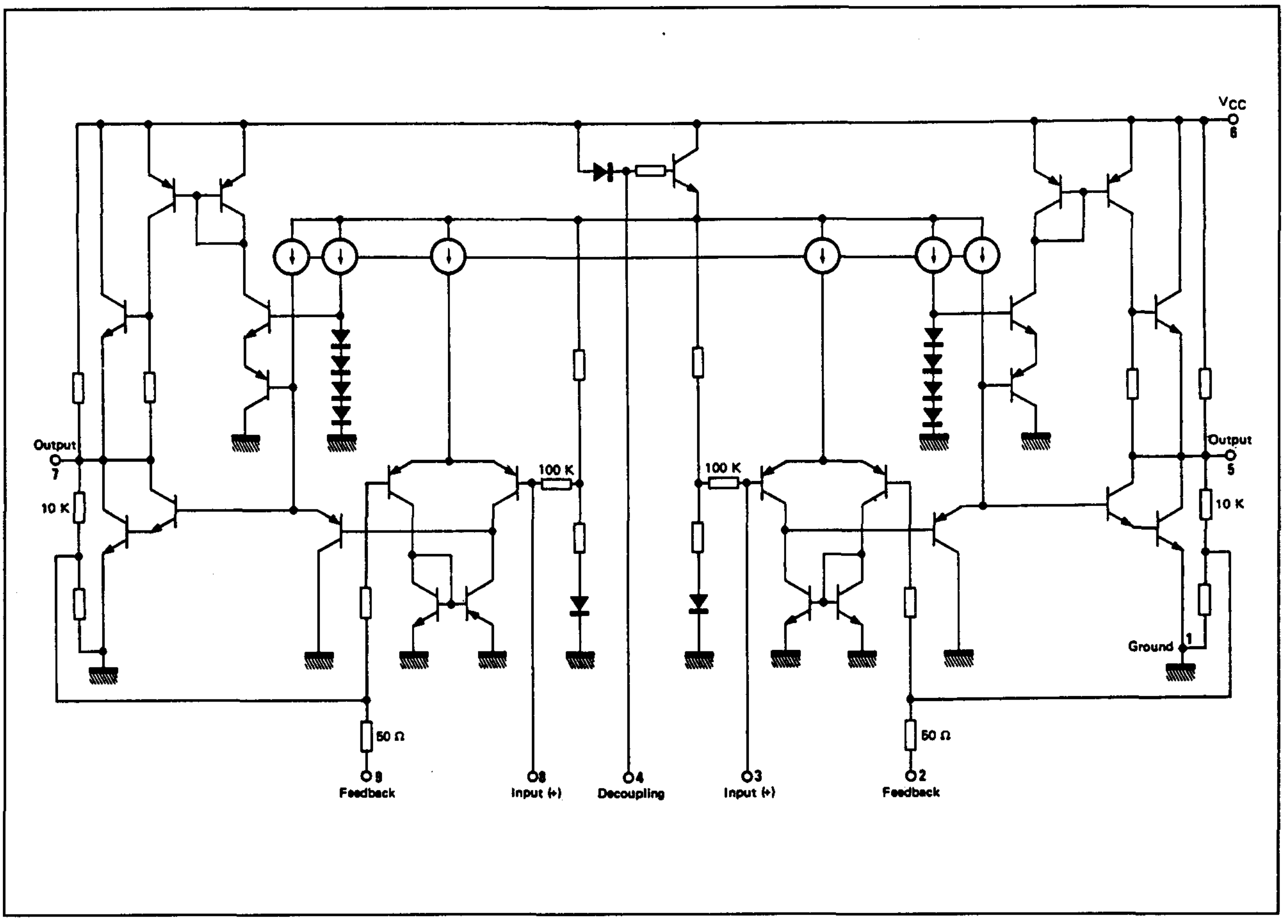
In standaard 14-pens DIL behuizing ondergebrachte stereo-versterker die speciaal ontwikkeld is voor gebruik in draagbare ontvangers met gecombineerde AM/FM-ontvangstbereiken.

De versterkers hebben een interne bias-instelling, zodat het aantal externe componenten tot een minimum beperkt kan worden en zijn uitgerust met thermische zekeringen en overstroombeveiligingen.

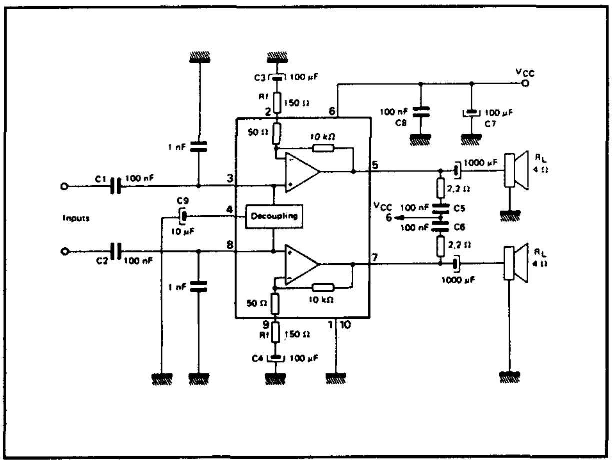
Technische gegevens

- fabrikant: National Semiconductor
- behuizing: DIL-14

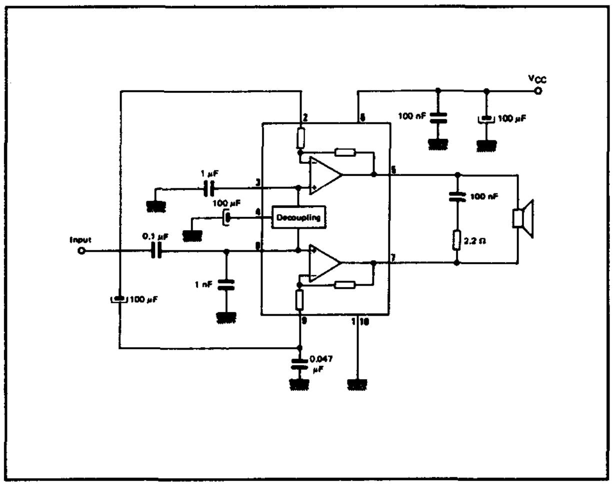
6.8 Type-beschrijving stereo-IC's



Figuur 14/6.8-28: Intern schema van de TEA 2024.



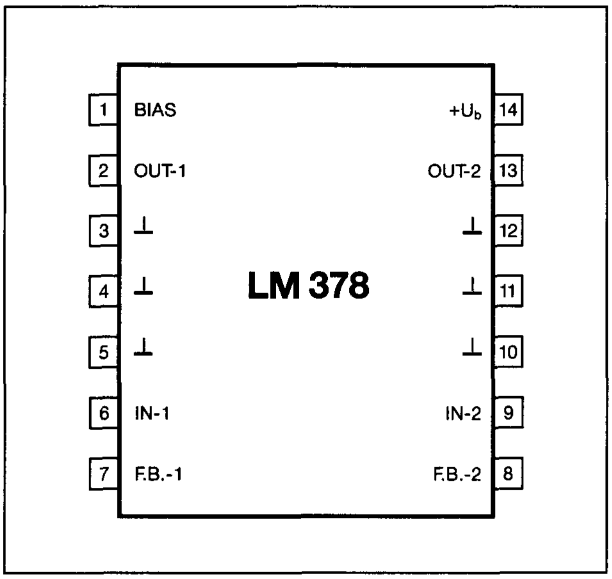
Figuur 14/6.8-29: Stereo-versterker met TEA 2024.



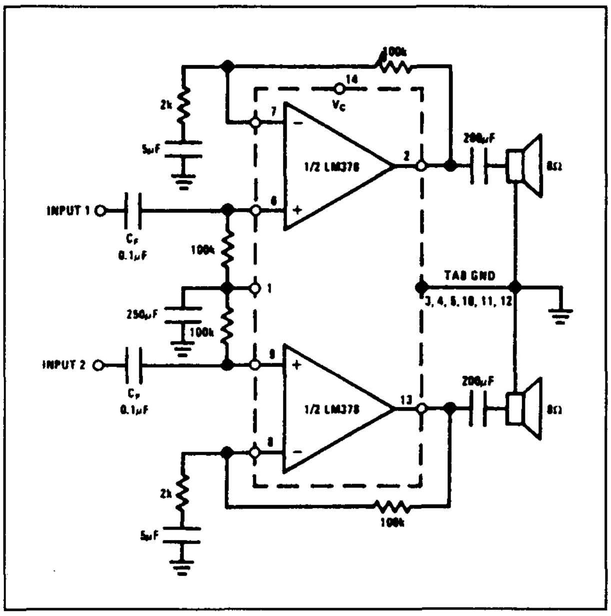
Figuur 14/6.8-30: Brug-schakeling met tEA 2024.

- aansluitgegevens: figuur 14/6.8-31
- voedingsspanning: 10 V min.
  24 V typisch
  35 V max.
- ruststroom: 50 mA max.
- ingangsstroom: 100 nA max.
- ingangsimpedantie: 3 MΩ

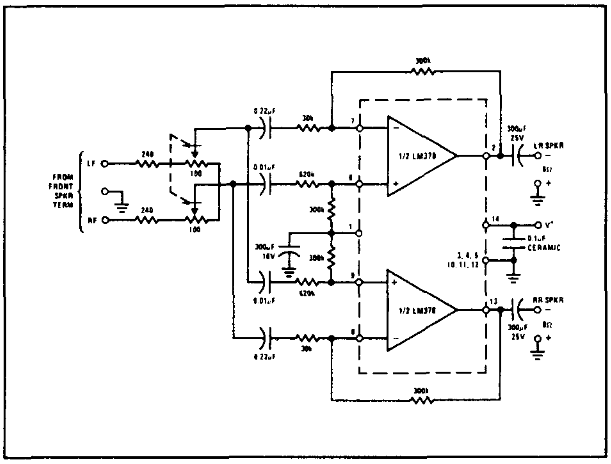
6.8 Type-beschrijving stereo-IC's



Figuur 14/6.8-31: Aansluitgegevens LM 378.



Figuur 14/6.8-32: Basis-schema met LM 378.



Figuur 14/6.8-33: Schakeling met LM 378 voor het sturen van twee achtergrond-luidsprekers.

- ingangs-offset: 15 mV max.
- vermogen: 4 W bij 24 V, d = 5% en 8 Ω
- vervorming: 0,1 % bij 2 W in 8 Ω
- ingangs-ruis: 3 μV
- versterking: 90 dB
- stroombegrenzing: 1,5 A max.
- slew-rate: 1,4 V/μs
- kanaal-scheiding: 70 dB bij 1 kHz
- voedings-onderdrukking: 70 dB

Voorbeeld-schakelingen

- figuur 14/6.8-32:

Stereo-versterkertje met 2 x 4 W vermogen, met minimaal aantal externe componenten door gebruik te maken van de interne bias.

- figuur 14/6.8-33:

Hulp-versterkertje voor 'surround sound', waarmee twee extra luidsprekers achter de luisteraars worden gestuurd en een ruimtelijk effect ontstaat.

- figuur 14/6.8-34:

De LM 378 als brug-versterker.

LM 2877

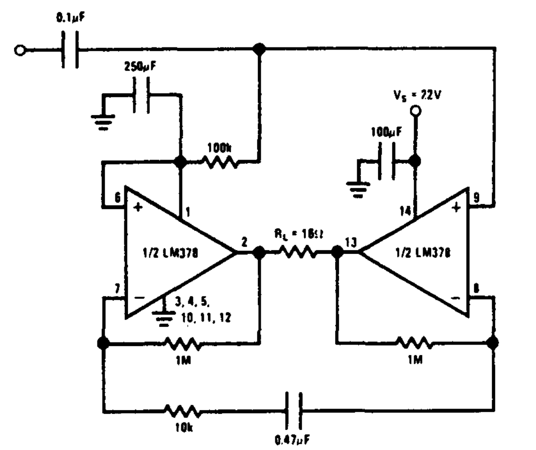
2 x 4 W – 8 Ω – 26 V

In 11-pens SIL-behuizing ondergebrachte schakeling met een bias-instelling die gestuurd wordt uit een interne regulator en interne compensatie die stabiliteit garandeert voor alle toepassingen waarbij de gesloten lus versterking groter is dan 10. De versterkers zijn uitgerust met thermische zekeringen en overstroom-beveiligingen.

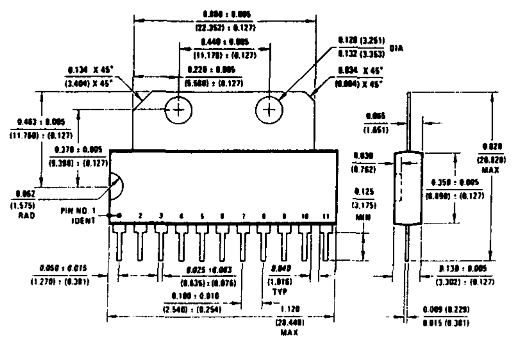
Technische gegevens

- fabrikant: National Semiconductor
- behuizing: figuur 14/6.8-35
- aansluitgegevens: figuur 14/6.8-36
- intern schema: figuur 14/6.8-37
- voedingsspanning: 6 V min.
  20 V typisch
  26 V max.

6.8 Type-beschrijving stereo-IC's

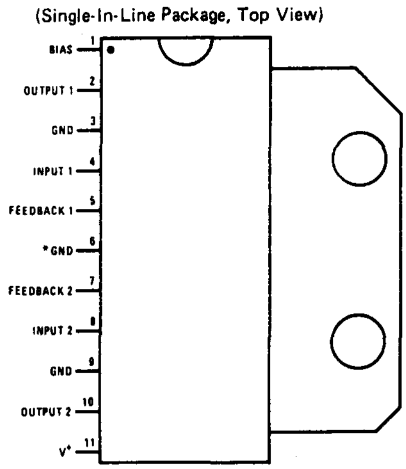


Figuur 14/6.8-34: Brug-versterker met LM 378.

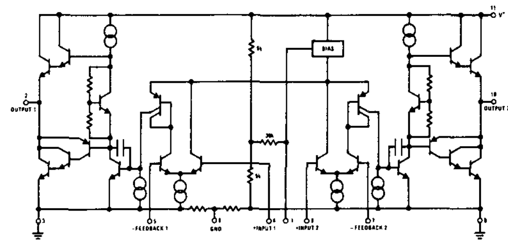


Figuur 14/6.8-35: behuizing van de LM 2877 en LM 2878.

- ruststroom: 50 mA max.
- ingangsstroom: 50 nA max.
- ingangsimpedantie: 4 MΩ
- ingangs-offset: 15 mV max.
- vermogen: 4 W bij 20 V, d = 10% en 4 Ω
  1,5 W bij 12 V, d = 10% en 4 Ω
- vervorming: 0,15% bij 1 W in 4 Ω
- ingangs-ruis: 2,5 µV
- versterking: 70 dB
- bandbreedte: 65 kHz
- stroombegrenzing: 1 A max.
- slew-rate: 2 V/µs
- kanaal-scheiding: 70 dB bij 1 kHz



Figuur 14/6.8-36: Aansluitgegevens LM 2877 en LM 2878.



Figuur 14/6.8-37: Intern schema van de LM 2877 en LM 2878.

- voedings-onderdrukking: 68 dB

Voorbeeld-schakelingen

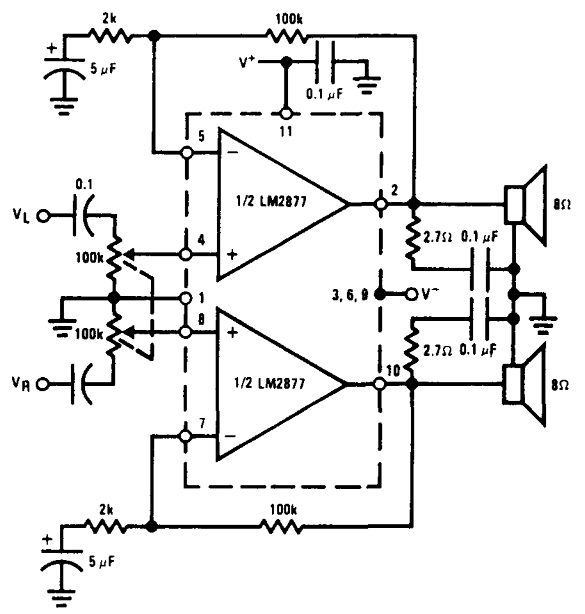
- figuur 14/6.8-38:

Stereo-versterker met 2 x 4 W vermogen met de LM 2877.

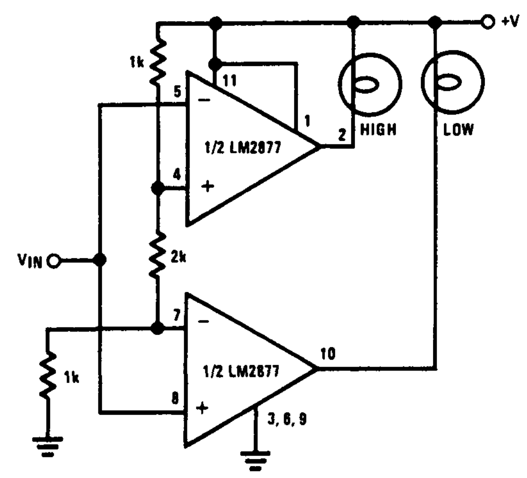
- figuur 14/6.8-39:

Vermogen operationele versterker met een spanningsversterking van x1. De schakeling wordt symmetrisch gevoed, het spanningsverschil tussen de inverterende en de niet inverterende ingang moet beperkt blijven tot +/−7 V.

6.8 Type-beschrijving stereo-IC's



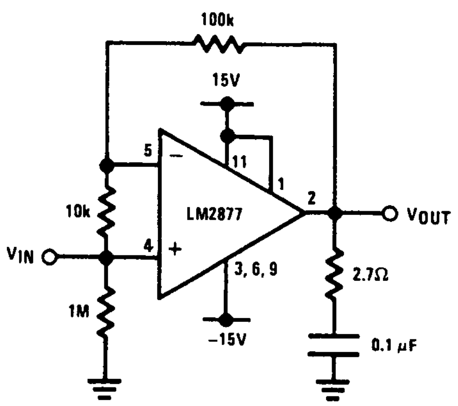
Figuur 14/6.8-38: Basis-schema rond de LM 2877 en LM 2878.



TRUTH TABLE

V_{IN}	High	Low
< 1/4 V^+	Off	On
1/4 V^+ to 3/4 V^+	Off	Off
> 3/4 V^+	On	Off

Figuur 14/6.8-40: Venster-comparator voor het sturen van twee lampen of relais.



Figuur 14/6.8-39: De LM 2877 of 2878 als vermogen leverende operationele versterker.

– figuur 14/6.8-40:
De LM 2877 als venster-discriminator met omschakel-spanningen op 1/4 en 3/4 van de voedingsspanning. De lampjes kunnen uiteraard vervangen worden door relais!

– figuur 14/6.8-41:
Gebruik van de LM 2877 in brug-configuratie als servo-versterker voor het sturen van een gelijkstroom-motor.

LM 2878

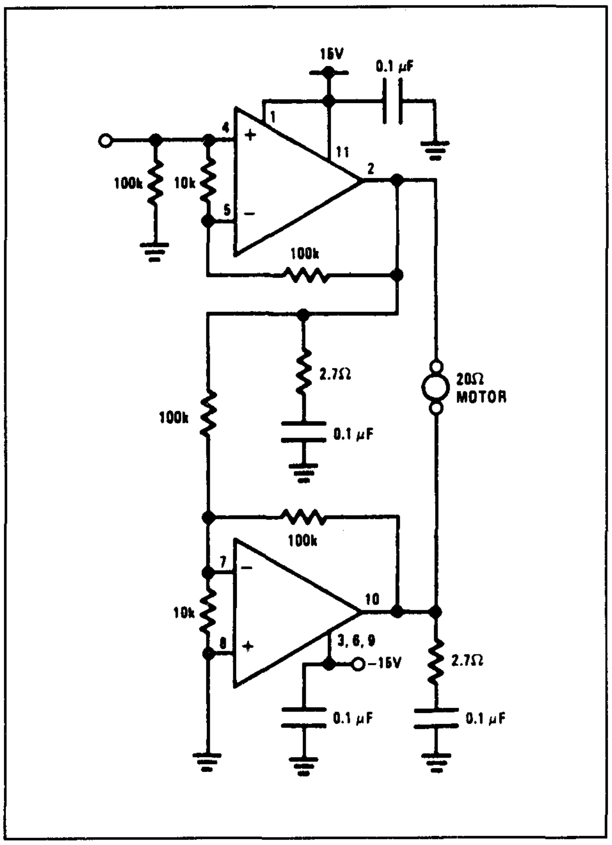
2 x 5 W – 8 Ω – 35 V

Pen- en schema-compatible met de LM 2877, echter met een groter maximaal vermogen, hogere voedingsspanning en afwijkende specificaties.

Technische gegevens

- fabrikant: National Semiconductor
- behuizing: figuur 14/6.8-35
- aansluitgegevens: figuur 14/6.8-36
- intern schema: figuur 14/6.8-37
- voedingsspanning: 6 V min.
  22 V typisch
  35 V max.
- ruststroom: 50 mA max.
- ingangsstroom: 100 nA max.

6.8 Type-beschrijving stereo-IC's



Figuur 14/6.8-41: Servo-versterker voor motor-besturingen.

- ingangsimpedantie: 4 MΩ
- ingangs-offset: 10 mV max.
- vermogen: 5 W bij 22 V, d = 10% en 8 Ω
- vervorming: 0,14% bij 2 W in 8 Ω
- ingangs-ruis: 3 µV
- versterking: 70 dB
- bandbreedte: 65 kHz
- stroombegrenzing: 1,5 A max.
- slew-rate: 2 V/µs
- kanaal-scheiding: 70 dB bij 1 kHz
- voedings-onderdrukking: 68 dB

Voorbeeld-schakelingen

Verwezen wordt naar de LM 2877.

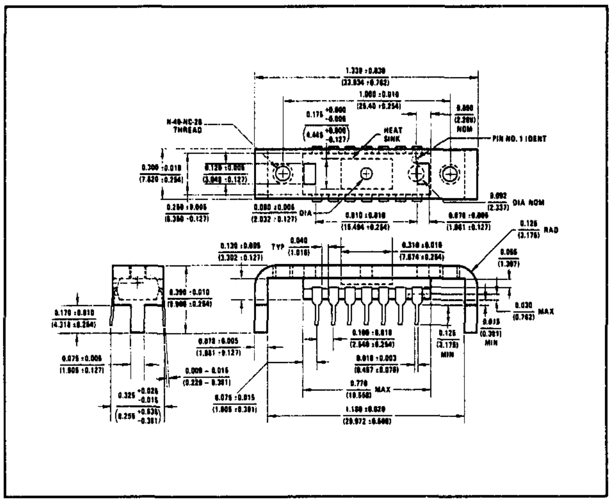
LM 379

2 x 6 W – 8 Ω – 35 V

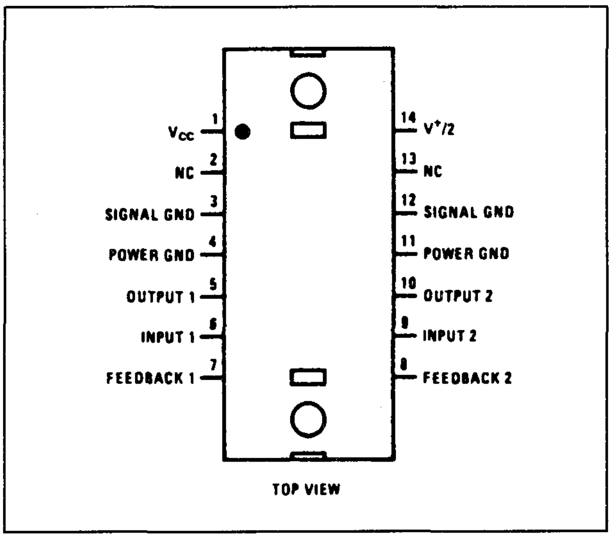
In 14-pens DIL-behuizng met geïntegreerde koelplaat ondergebrachte versterker met interne bias-instelling, thermische zekeringen en overstroom-beveiligingen.

Technische gegevens

- fabrikant: National Semiconductor
- behuizing: figuur 14/6.8-42
- aansluitgegevens: figuur 14/6.8-43
- intern schema: figuur 14/6.8-44
- voedingsspanning: 10 V min.
  28 V typisch
  35 V max.
- ruststroom: 65 mA max.
- ingangsstroom: 100 nA max.
- ingangsimpedantie: 3 MΩ
- ingangs-offset: 15 mV max.
- vermogen: 6 W bij 28 V, d = 5% en 8 Ω
- vervorming: 0,2% bij 4 W in 8 Ω

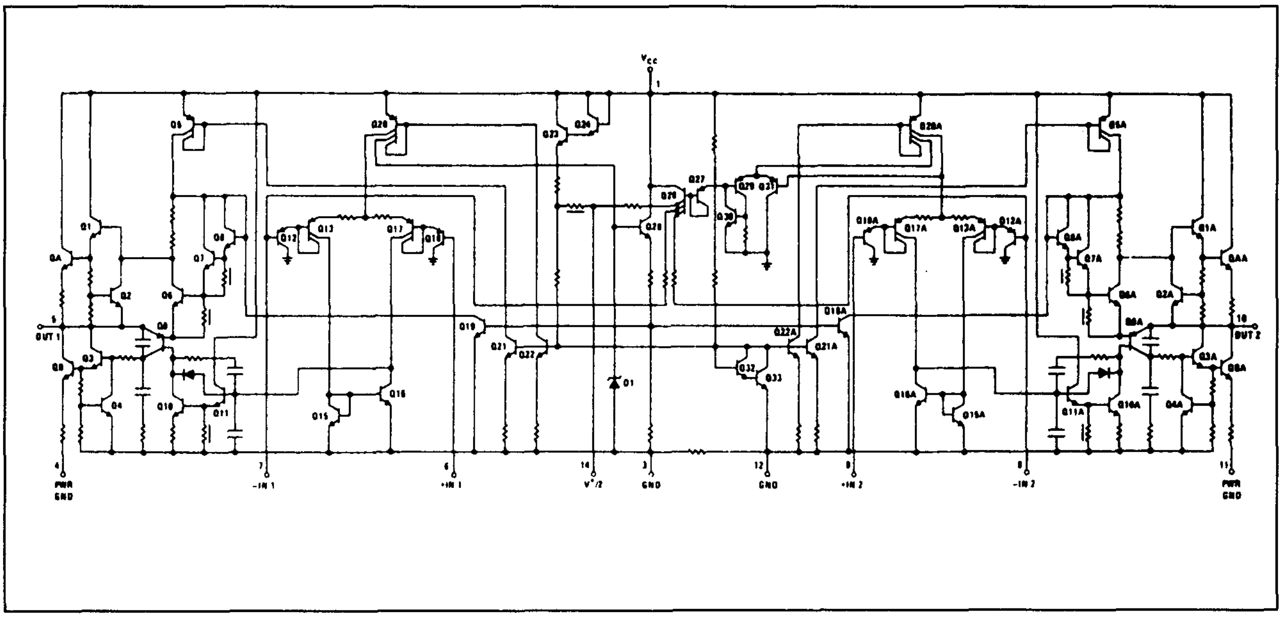


Figuur 14/6.8-42: Behuizing LM 379.

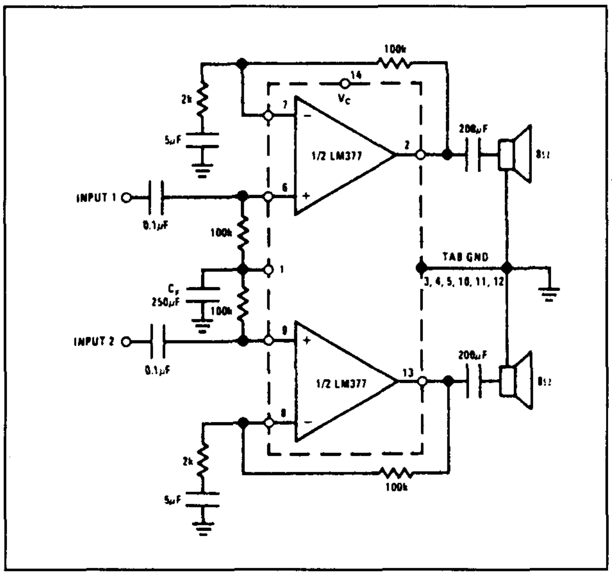


Figuur 14/6.8-43: Aansluitgegevens LM 379.

6.8 Type-beschrijving stereo-IC's



Figuur 14/6.8-44: Intern schema van de LM 379.



Figuur 14/6.8-45: Basis-schema rond de LM 379.

- ingangs-ruis: 3 μV
- versterking: 90 dB
- stroombegrenzing: 1,5 A max.
- slew-rate: 1,4 V/μs
- kanaal-scheiding: 70 dB bij 1 kHz
- voedings-onderdrukking: 70 dB

Voorbeeld-schakelingen

- figuur 14/6.8-45:

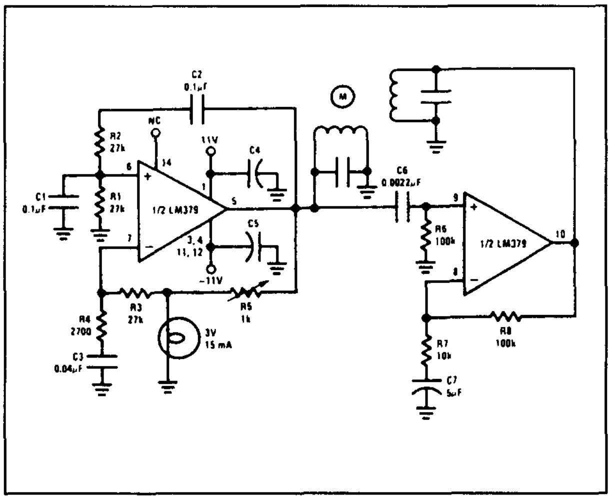
Stereo-versterker met 2 x 6 W vermogen met de LM 379.

- figuur 14/6.8-46:

Servo-versterker met de twee helften van de LM 379 voor het aansturen van twee-fase motoren. De eerste versterker is geschakeld als sinus-oscillator in Wien-brug configuratie, de tweede als niet-inverterende versterker.

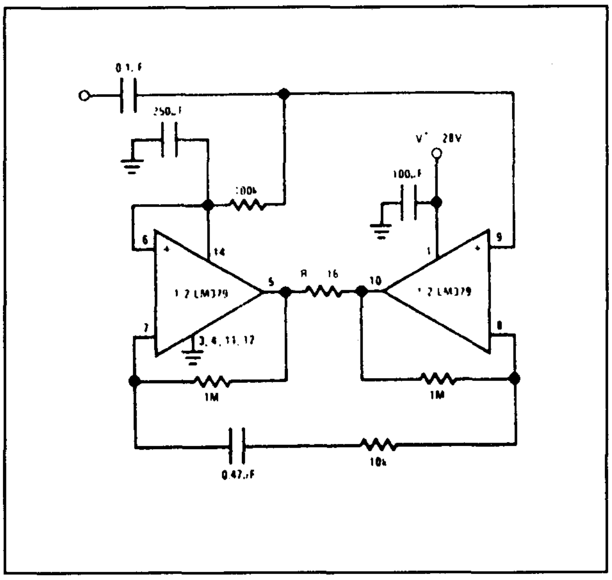
- figuur 14/6.8-47:

Brug-versterker met een vermogen van 12 W in 16 Ω bij een voedingsspanning van 26 V.



Figuur 14/6.8-46: Sinus-generator met stuurtrap voor het aansturen van tweefase motoren.

6.8 Type-beschrijving stereo-IC's



Figuur 14/6.8-47: Brug-versterker met LM 379.

LM 2879

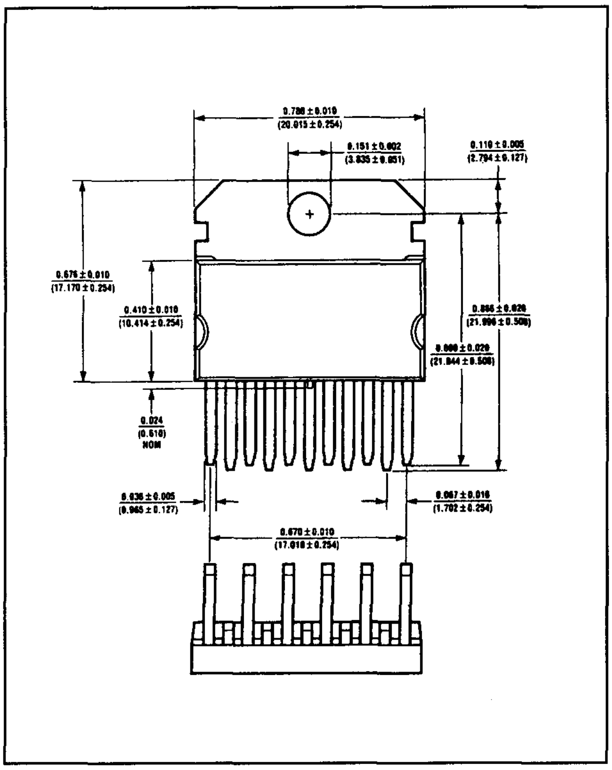
2 x 9 W – 8 Ω – 35 V

Schakeltechnisch identiek aan de LM 379, echter in een behuizing met betere koel-capaciteiten waardoor het maximale uitgangsvermogen stijgt tot 2 x 9 W.

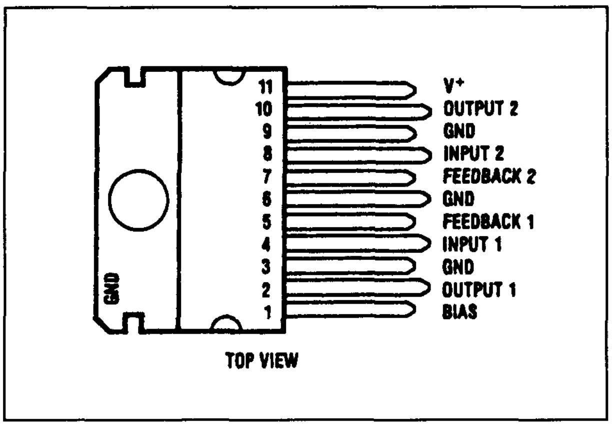
Technische gegevens

- fabrikant: National Semiconductor
- behuizng: figuur 14/6.8-48
- aansluitgegevens: figuur 14/6.8-49
- vermogen: 9 W bij 28 V, d = 10% en 8 Ω
- vervorming: 0,04% bij 4 W in 8 Ω

Voor de overige gegevens en de voorbeeldschakelingen wordt verwezen naar de LM 379.



Figuur 14/6.8-48: Behuizing LM 2879, LM 2005 en TDA 2009.



Figuur 14/6.8-49: Aansluitgegevens LM 2879.

LM 2005

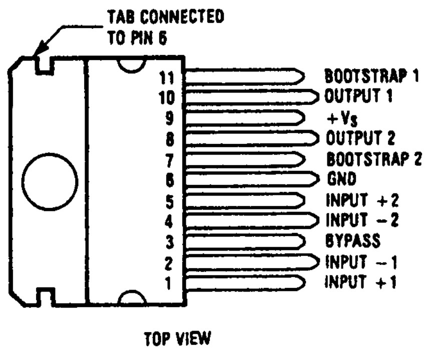
2 x 10 W – 2 Ω – 18 V

In 11-pens SIL-behuizing ondergebrachte versterker, speciaal ontwikkeld voor gebruik in auto-radio's waar het er op aan komt uit de beschikbare accu-spanning zoveel mogelijk vermogen te halen. Het IC is voorzien van overspannings- en overstroom-beveiligingen en thermische zekeringen.

Technische gegevens

- fabrikant: National Semiconductor
- behuizing: figuur 14/6.8-48
- aansluitgegevens: figuur 14/6.8-50
- voedingsspanning: 8 V min.
  14,4 V typisch
  18 V max.
- ruststroom: 120 mA max.
- ingangsimpedntie: 200 kΩ

6.8 Type-beschrijving stereo-IC's



Figuur 14/6.8-50: Aansluitgegevens LM 2005.

- vermogen: 10 W bij 14,4 V, d = 10% en 2 Ω
  6 W bij 14,4 V, d = 10% en 4 Ω
- vervorming: 0,3% bij 4 W in 2 Ω
- ingangs-ruis: 1,5 μV
- versterking: 90 dB
- bandbreedte: 15 kHz
- kanaal-scheiding: 60 dB bij 1 kHz
- voedings-onderdrukking: 55 dB

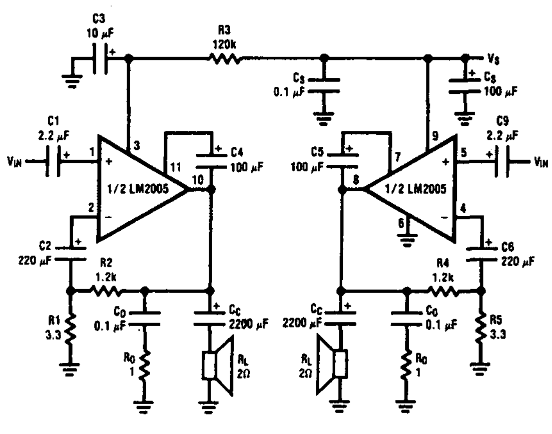
Voorbeeld-schakelingen

- figuur 14/6.8-51:

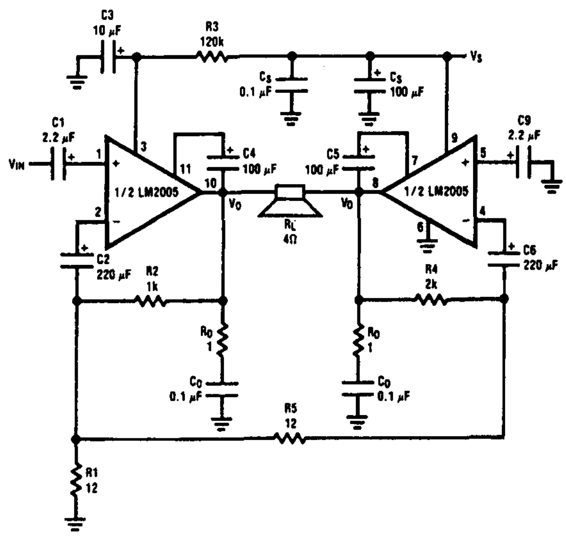
Stereo-versterker voor 14,4 V accu-voeding met 2 x 10 W vermogen met de LM 2005.

- figuur 14/6.8-52:

Brug-versterker met een vermogen van 20 W in 4 Ω bij een voedingsspanning van 14,4 V.



Figuur 14/6.8-51: Basis-schema rond de LM 2005.



Figuur 14/6.8-52: Brug-schakeling met LM 2005.

TDA 2009

2 x 10 W – 4 Ω – 28 V

In 11-pens SIL-behuizing ondergebrachte versterker voor algemeen gebruik in stereo-TV's en low-cost geluidsapparatuur.
Het IC is uitgerust met thermische zekeringen.

Technische gegevens

- fabrikant: diversen
- behuizing: figuur 14/6.8-48
- aansluitgegevens: figuur 14/6.8-53
- voedingsspanning: 28 V max.

Voorbeeld-schakeling

- figuur 14/6.8-54:

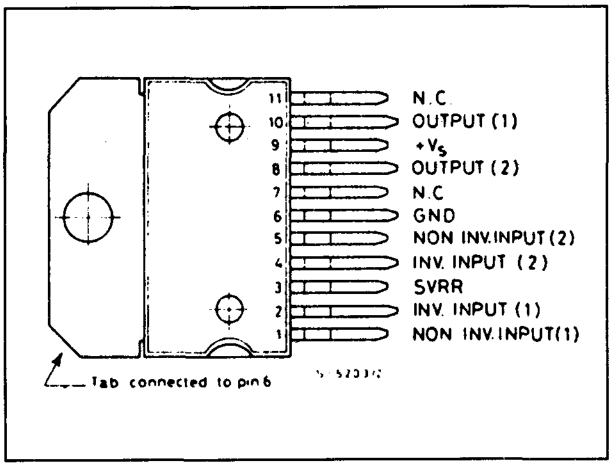
Stereo-versterker met 2 x 10 W vermogen met de TDA 2009.

TDA 1510

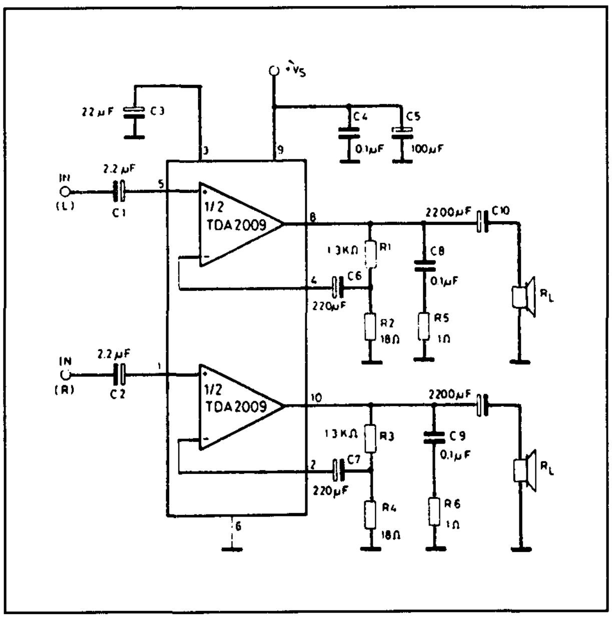
2 x 12 W – 4 Ω – 18 V

In 13-pens SIL-behuizing ondergebrachte versterker, speciaal ontwikkeld voor gebruik in auto-radio's. Het IC is voorzien van overspannings- en overstroom-beveiligingen en thermische zekeringen. De schakeling heeft een 'stand-by'-modus, waarbij de ruststroom tot

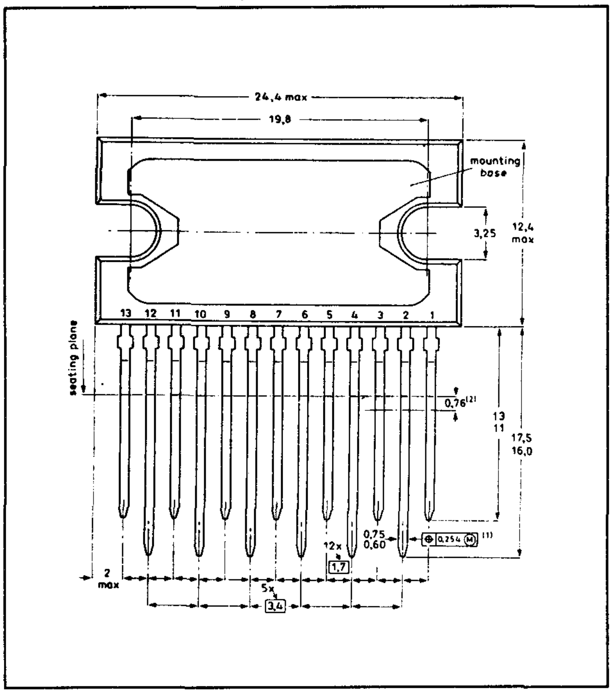
6.8 Type-beschrijving stereo-IC's



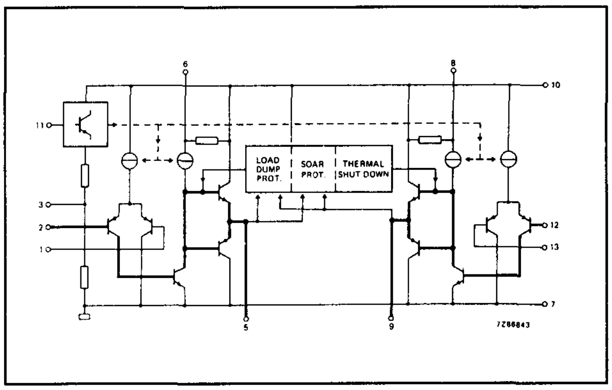
Figuur 14/6.8-53: Aansluitgegevens TDA 2009.



Figuur 14/6.8-54: Basis-schema met de TDA 2009.



Figuur 14/6.8-55: Behuizing TDA 1510 en TDA 1515.



Figuur 14/6.8-56: Intern blokschema TDA 1510 en TDA 1515.

een fractie van de normale waarde daalt en de eindtrappen worden uitgeschakeld.

Technische gegevens

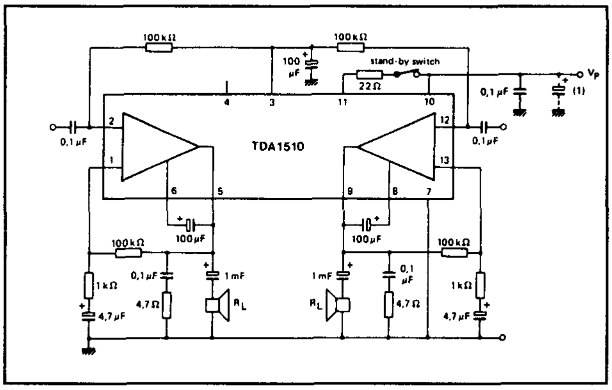
- fabrikant: Philips
- behuizing: figuur 14/6.8-55
- intern blokschema: figuur 14/6.8-56
- voedingsspanning: 6 V min.
  14,4 V typisch
  18 V max.
- ruststroom: 150 mA max. normaal
  2 mA stand-by
- ingangsimpedantie: 1 MΩ
- vermogen: 12 W bij 14,4 V, d = 10% en 2 Ω
  6 W bij 14,4 V, d = 10% en 4 Ω
- ingangs-ruis: 0,2 mV
- versterking: 40 dB
- bandbreedte: 20 kHz
- kanaal-scheiding: 40 dB bij 1 kHz
- voedings-onderdrukking: 50 dB

Voorbeeld-schakelingen

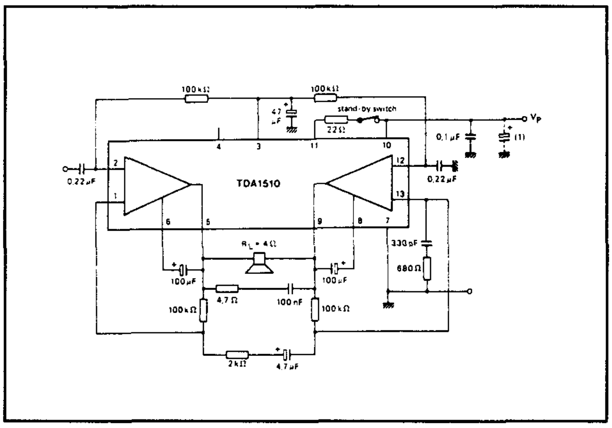
- figuur 14/6.8-57:

Stereo-versterker voor 14,4 V accu-voeding met 2 x 12 W vermogen met de TDA 1510.

6.8 Type-beschrijving stereo-IC's



Figuur 14/6.8-57: Basis-schema TDA 1510 en ook voor de TDA 1515 als men de weerstand van 22 Ω tussen pennen 11 en 10 weglaat.



Figuur 14/6.8-58: Brug-versterker met TDA 1510 of TDA 1515 als men pen 11 rechtstreeks met de schakelaar verbindt.

– figuur 14/6.8-58:
Brug-versterker met een vermogen van 24 W in 4 Ω bij een voedingsspanning van 14,4 V en een vervorming van 10%.

TDA 1515

2 x 12 W – 2 Ω – 18 V

Schakeltechnisch in grote lijnen gelijk aan de TDA 1510.
Voornaamste verschil is dat de stand-by ingang pen 11 TTL-compatible is en dat de totale ruststroom in stand-by mode terug gebracht is tot 1 μA. De stand-by besturing pen 11 moet rechtstreeks via de schakelaar met pen 10 verbonden worden of aangesloten op de uitgang van een TTL-poort. Het OFF-niveau is kleiner dan 1,8 V, het ON-niveau groter dan 3 V.

Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: figuur 14/6.8-55
- intern blokschema: figuur 14/6.8-56
- ruststroom: 75 mA max. normaal
  1 μA stand-by

Voor de overige gegevens en voorbeeldschakelingen wordt verwezen naar de TDA 1510.

6.8 Type-beschrijving stereo-IC's

14/7

IC's voor digitale geluidsverwerking

Inhoud

14/7.1

Achtergrond-informatie: digitaliseren van geluid

Inleiding

De digitale revolutie

De digitale revolutie heeft ook het per traditie analoge wereldje van de audio-elektronica niet onberoerd gelaten. Digitale verwerking en bewerking van geluid is aan de orde van de dag.

Niet alleen werken alle moderne opnamestudio's tegenwoordig volledig digitaal, maar ook iedere consument heeft te maken met apparatuur die geluid en spraak volledig digitaal behandelt:
- de CD-speler;
- de DAT-recorder;
- de DCC-speler;
- de MD-speler;
- (binnenkort) de digitale satelliet-radio;
- (binnenkort) de digitale geluidsverwerking in de nieuwe TV-normen die worden ingevoerd.

Het digitaal verwerken en bewerken van geluid biedt een groot aantal voordelen. Op de eerste plaats kan men geluid, vanaf het moment dat het onder digitale vorm aanwezig is, in principe onbeperkt kopiëren op magnetische dragers zonder kwaliteitsverlies. Digitale codes hebben immers geen last van de steeds maar verslechterende signaal/ruisverhouding, waar analoge magnetische reproductiesystemen om berucht zijn.

Op de tweede plaats kan men op digitale codes de meest ingewikkelde wiskundige algorithmes loslaten, waardoor het mogelijk is het geluid op de meest vreemdsoortige manieren te bewerken.

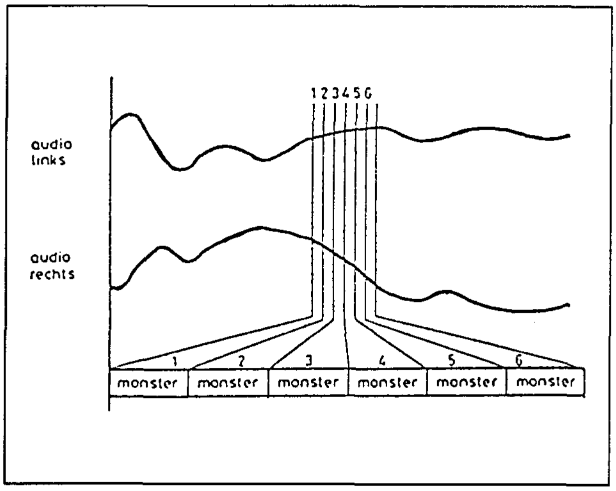
Zo kan men, zuiver digitaal, het volledige audio-spectrum van 20 Hz tot 20 kHz in zeer steile en smalle bandjes hakken en op ieder bandje allerlei signaalbewerkingen toepassen. Nadien kan men, alweer zuiver digitaal, die smalle bandjes weer combineren tot het brede audio-spectrum. Bij dergelijke wiskundige technieken heeft men absoluut geen last van fase- en looptijdverschillen. Dergelijke technieken zouden met de traditionele analoge schakelingen niet uitgevoerd kunnen worden!

Zo is het softwarematig heel goed mogelijk om echo of nagalm aan het signaal toe te voegen. Ook kan men de toonhoogte variëren, waardoor een mannenstem in een vrouwenstem wordt veranderd of omgekeerd. Transformaties, die met analoge elektronische schakelingen niet of met veel moeite zijn uit te voeren, kunnen digitaal snel en met een grote nauwkeurigheid worden gerealiseerd. Het complexe rekenwerk wordt uiteraard razendsnel uitgevoerd door moderne processoren!

Geluid en spraak, per definitie analoog!

In principe zijn geluid en spraak echter uiteraard geen digitale verschijnselen. Geluid ontstaat doordat de bron, bijvoorbeeld de mens, de luchtmoleculen onder druk zet. Deze drukgolf plant zich voort door de moleculen van de lucht en brengt ergens anders het trommelvlies van een luisteraar aan het trillen. Maar door middel van een microfoon kunnen deze fysische verschijnselen heel gemakkelijk en nauwkeurig worden omgezet in elektrische wisselspanningen.

Deze elektrische wisselspanningen zijn analoog. Dat wil zeggen dat de momentele waarde ervan iedere denkbare waarde kan hebben tussen een minimale en een maximale waarde.
In de grafiek van figuur 14/7.1-1 zijn twee analoge geluid- of spraaksignalen "audio links" en "audio rechts" voorgesteld. Uit deze grafiek die het verloop van de spanningen in functie van de tijd weergeeft, blijkt duidelijk dat deze spanningen inderdaad iedere willekeurige waarde tussen twee grenzen kunnen aannemen.



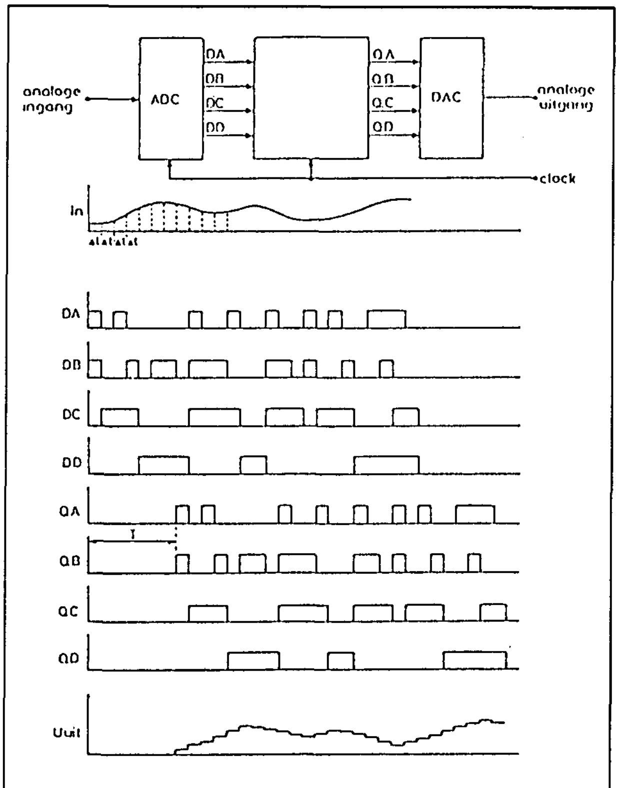
Figuur 14/7.1-1: Twee analoge geluidsignalen (boven) worden bemonsterd.

Van analoog naar digitaal
De analoge geluidsignalen moeten bij gelijk welk digitaal werkend geluidsysteem omgezet worden in digitale codes. Dat gebeurt met behulp van ADC's, analoog naar digitaal omzetters. Deze schakelingen nemen op bepaalde tijden "monsters" of "samples" van het analoge signaal. De momentele waarde van deze monsters wordt omgezet in een digitale code, waarvan de samenstelling een maat is voor de grootte van het analoge signaal op dat moment.

Bemonsteren
Dit proces noemt men "het bemonsteren" van het analoge geluidsignaal. Dit proces wordt gestuurd door een kloksignaal, dat bepaalt hoeveel monsters er per seconde worden genomen.
Dit bemonsteringsproces is voorgesteld in de onderste grafiek van figuur 14/7.1-1.

Van digitaal naar analoog
Als de opgeslagen digitale signalen weer hoorbaar gemaakt moeten worden, worden zij aangeboden aan een DAC, een digitaal naar analoog omzetter. Deze schakeling zet de digitale signalen weer om in analoge geluidsignalen, die via een eindversterker en een luidspreker hoorbaar worden.

Het basissysteem
Het basisprincipe van digitale verwerking van muziek- en spraaksignalen is getekend in figuur 14/7.1-2.



Figuur 14/7.1-2: Het basissysteem voor het digitaal verwerken van analoge geluidsignalen.

7.1 Achtergrond-informatie: digitaliseren van geluid

Het analoge ingangssignaal wordt door middel van een ADC omgezet in een aantal digitale codes D_A tot en met D_D. De momentele samenstelling van deze codes is een maat voor de momentele grootte van het analoog signaal.
Dat omzetten van het analoog signaal in digitale codes gebeurt uiteraard niet willekeurig, maar op regelmatige tijdsintervallen Δt. De digitale signalen (in dit geval vier) worden nadien digitaal be- en/of verwerkt.
Als de gegevens weer beschikbaar moeten zijn, worden zij uit het digitale systeem gelezen op het ritme van dezelfde klok. De uitgangssignalen Q_A tot en met Q_D worden nu in een DAC weer omgezet in een analoog signaal.
Dit analoge uitgangssignaal noemt men het "herwonnen analoge geluidsignaal".

De quantisering
Een analoog geluidsignaal is per definitie een signaal waarvan de momentele grootte iedere waarde tussen een bepaald minimum en een bepaald maximum kan aannemen. Tussen deze twee grenzen bestaan er in principe een bijna oneindig aantal waarden en het analoog geluidsignaal kan op ieder tijdstip een van die bijna oneindig aantal waarden aannemen.
Een digitaal signaal is per definitie een signaal dat maar twee waarden kan aannemen: "L" of "H". Het zal dus duidelijk zijn dat ook een combinatie van een aantal digitale signalen maar een beperkt aantal combinaties van "L" en "H" kan bevatten.
Zet men een analoog geluidsignaal dus om in een digitale code, hoe ingewikkeld ook van samenstelling, dan zal die digitale code de momentele waarde van het analoog geluidsignaal alleen maar kunnen benaderen! De in principe bijna oneindig aantal waarden van het analoog signaal moeten in een beperkt aantal digitale codecombinaties worden ondergebracht!

Dit grote verschil tussen analoog en digitaal is een van de belangrijkste eigenschappen van ADC- en DAC-systemen. Dat wordt samengevat met het begrip "quantisatie". Het uitgangssignaal van een ADC is op ieder moment slechts een digitale benadering van het analoge ingangssignaal. Het zal dan ook wel duidelijk zijn dat, als deze benaderde codes weer via een DAC worden omgezet in het herwonnen analoog signaal, dit signaal ook een benadering zal zijn van het oorspronkelijke analoog signaal.

Quantiseringsvervorming
Tussen het originele analoog geluidsignaal en het herwonnen analoog geluidsignaal zal dus steeds een afwijking, een vervorming, bestaan.
Deze vervorming kan wel geminimaliseerd worden, maar geheel verdwijnen zal deze nooit.
Analoge geluidsignalen, die via ADC + DAC systemen weer in analoge geluidsignalen worden omgezet, worden dus per definitie vervormd!
Deze principe-gebonden vervorming wordt de "quantiseringsvervorming" genoemd. Omdat deze vervorming zich in de praktijk meestal uit onder de vorm van een ruissignaal spreekt men ook wel eens van de "quantiseringsruis".
Deze quantiseringsruis is een van de belangrijkste specificaties van digitale geluidsverwerking systeem en het verminderen van deze ruis is een van de grootste uitdagingen van iedere elektronicus die zich bezig houdt met het ontwerpen van kwalitatief hoogwaardige digitale geluidsystemen.

Algemene definities

De woordlengte
Met woordlengte wordt het aantal bits gedefinieerd dat gebruikt wordt om het analoog geluidsignaal om te zetten in een digitale code.
Werkt men met een systeem met zestien bits (een vaak gebruikte standaard) dan spreekt men van een woordlengte van 16 bit.

De resolutie
De resolutie van een ADC geeft aan in hoeveel quantiseringszônes men het analoog signaal na digitalisatie kan onderbrengen. Het zal duidelijk zijn dat een systeem met een woordlengte van 1 bit een resolutie heeft van 2.
De resolutie kan berekend worden door het cijfer 2 te verheffen tot de macht van het aantal bits. Een systeem met een woordlengte van 16 bit heeft dus een resolutie van 2^{16} = 65.536. Met een dergelijk systeem kan men de momentele waarde van de analoge geluidspanning onderbrengen in 65.536 quantiseringszônes.

Het dynamisch bereik
Het dynamisch bereik geeft de logaritmische verhouding weer tussen de minimale en de maximale signaalverandering die een DAC in het analoog signaal kan veroorzaken. De maximale signaalverandering ontstaat als alle bits opeens omschakelen van "L" naar "H".
De minimale signaalverandering ontstaat als alleen het LSB omschakelt van "L" naar "H".
Het zal duidelijk zijn dat het dynamisch bereik toeneemt naarmate er meer bits bij de omzetting betrokken zijn.
Hoe groter de woordlengte, hoe groter het dynamisch bereik!
Het dynamisch bereik wordt uitgedrukt in dB en wordt ook wel eens de signaal-ruis verhouding van het systeem genoemd.

De bitgrootte
De bitgrootte geeft aan met hoeveel volt het met een DAC terug gewonnen analoog signaal varieert als het LSB van "L" naar "H" springt. De bitgrootte en het dynamisch bereik zijn dus in feite twee grootheden die hetzelfde fysische verschijnsel beschrijven. Maar terwijl het dynamisch bereik een verhouding weergeeft en dus onafhankelijk is van de maximale grootte van de terug te winnen spanning, is het alleen zinvol de bitgrootte op te geven als men weet wat de maximale spanning is die uit een DAC kan komen.
Vaak noemt men de bitwaarde van het systeem "de LSB van het systeem".

Verband tussen woordlengte, resolutie, dynamisch bereik en bitwaarde
Het zal logisch zijn dat er tussen de vier besproken basisgrootheden van ieder digitaal geluidsysteem een oorzakelijk verband bestaat. Dit verband is in de tabel van figuur 14/7.1-3 gegeven voor woordlengtes van 1 tot en met 16 bit. De opgegeven bitgroottes gaan uit van een analoge spanning met een maximale waarde van 10 V.

WOORDLENGTE	RESOLUTIE	DYNAMISCH BEREIK	BITGROOTTE
1	2	6 dB	5,0 V
2	4	12 dB	2,5 V
4	16	24 dB	625 mV
8	256	48 dB	39,1 mV
12	4.096	72 dB	2,4 mV
16	65.536	96 dB	152 µV

Figuur 14/7.1-3: Het verband tussen de woordlengte, de resolutie, het dynamisch bereik en de bitgrootte van DAC's.

Van analoge naar digitale audio

Inleiding

In principe zou men denken dat het digitaliseren van analoge audio-signalen een probleemloos proces is. Men voert de analoge spanning toe aan de ingang van de ADC, op de uitgangen ontstaan de digitale codes die de momentele grootte van de analoge spanning representeren.
Niets is echter minder waar! Bij het digitaliseren van analoge audio moet men met enkele wetmatigheden rekening houden, die in de volgende paragraafjes besproken worden.

Het bemonsteren of samplen

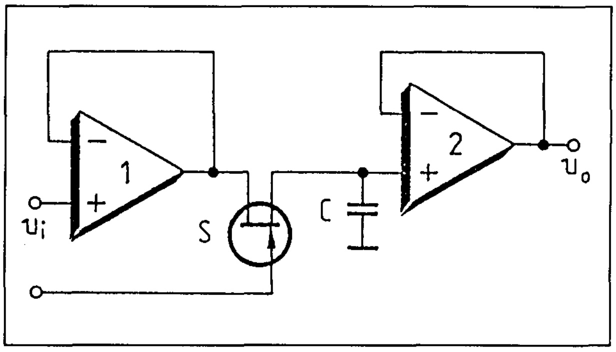
Op de eerste plaats is het een gegeven dat geen enkele ADC continu werkt. Zou men namelijk de digitale code op de uitgang zich continu laten aanpassen aan de grootteveranderingen van het analoge ingangssignaal, dan zou er een echte code-chaos ontstaan op de uitgang van de omzetter. Het omzetten van de analoge audio-signalen in een digitale code is een proces dat namelijk niet traagheidsloos verloopt.
Deze conversie-tijd ligt zelfs bij de snelste omzetters in het µs-bereik. Bovendien zal het ene bit iets sneller reageren dan het andere. Zou men continu omzetten, dan zou men de digitale code per ongeluk kunnen uitlezen op het moment dat een of meerdere bits bezig zijn zich aan de nieuwe analoge ingangssituatie aan te passen. De code kan op dat moment volledig foute informatie bevatten.
Om deze problemen te voorkomen moet men het analoog signaal bemonsteren of samplen. Dat wil zeggen dat men op regelmatige tijdsintervallen een monstertje neemt van de momentele waarde van het ingangssignaal, dit monstertje even opslaat in een analoog geheugen en nadien dit monster gaat omzetten in de bijbehorende digitale code. Men heeft dan geen last van de conversie-tijd, omdat de waarde van het monster constant blijft. Nadat de conversie-tijd van de ADC verstreken is en men zeker weet dat de digitale code zich aan de nieuwe waarde van het monster heeft aangepast, kan men de digitale code uitlezen en verder verwerken. Nadien kan een nieuw monster worden genomen en kan men het proces herhalen.

De sample and hold

Het analoge geheugen, waarin het monster van het analoge geluidsignaal even wordt bewaard, wordt steeds uitgevoerd onder de vorm van een "sample and hold", afgekort tot S&H.
Het basisprincipe van een S&H is getekend in figuur 14/7.1-4.

Het analoog geluidsignaal wordt aangeboden aan een als buffer geschakelde operationele versterker. De uitgang van de buffer gaat via een elektronische schakelaar, meestal uitgevoerd onder de vorm van een FET, naar een tweede buffer. Tussen de ingang van de buffer en de massa staat een condensator geschakeld. Als de elektronische schakelaar open wordt gestuurd door het onderste signaal, dan zal de condensator zich opladen tot de momentele waarde van de analoge geluidspanning. Omdat de waarde van de condensator zeer klein is, zal het geen probleem zijn om de condensatorspanning de variatie op de ingangsspanning traagheidsloos te laten volgen. Opent men de elektronische schakelaar, dan wordt de verbinding tussen de uitgang van de eerste buffer en de ingang van de tweede buffer verbroken. Het gevolg is dat de condensatorspanning niet kan afvloeien en tamelijk constant blijft. Uiteraard zal er wel iets lading weglekken via de zeer hoge ingangsimpedantie van de tweede buffer en via allerlei lekweerstanden in de schakeling. Maar omdat het bemonsteren redelijk snel gaat kan men stellen dat gedurende de sample-tijd de spanning over de condensator gelijk blijft aan de momentele waarde van het ingangssignaal op het moment dat de schakelaar geopend werd.

7.1 Achtergrond-informatie: digitaliseren van geluid



Figuur 14/7.1-4: Het basisschema van een S&H.

De sample-frequentie

Het digitaliseren van een analoog audiosignaal is dus geen continu proces, maar een proces dat gestuurd wordt door een externe klokpuls. De frequentie van dit kloksignaal noemt men de sample-frequentie. Deze frequentie bepaalt dus hoeveel samples er per seconde van de analoge ingangsspanning worden genomen en hoeveel verschillende digitale codes er op de uitgang van de ADC per seconde zullen ontstaan.

Een belangrijke vraag daarbij is hoeveel monsters er per seconde genomen moeten worden. Het zal wel duidelijk zijn dat de kwaliteit van het systeem verbetert naarmate er meer monsters genomen worden. Vandaar dat men alleen geïnteresseerd is in de vraag hoe weinig monsters er genomen kunnen worden om er toch nog zeker van te zijn dat de digitale codes later in een DAC omgezet kunnen worden in een herwonnen analoog signaal dat gelijkt op het geluid aan de ingang van de ADC.

Het sampling theorema

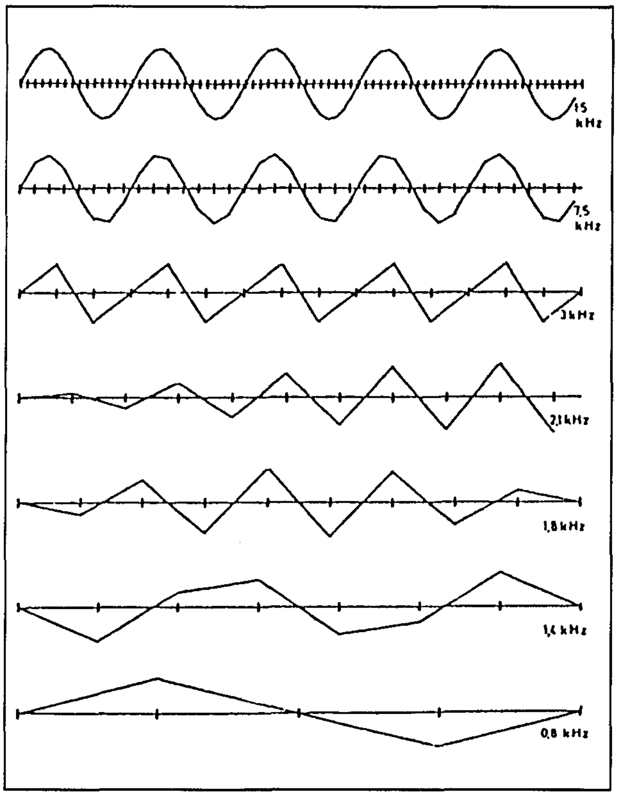
Men kan echter niet grenzeloos verder gaan met het reduceren van de samplingfrequentie.

Wiskundig kan berekend worden dat de sampling-frequentie minstens twee maal zo groot moet zijn als de hoogste frequentie in het analoog geluidsignaal. Deze algemene wet staat bekend als het "sampling theorema". Sampelt men met een lagere frequentie, dan is het absoluut onmogelijk om de vorm van het originele geluidsignaal uit de opeenvolgende digitale samples terug te winnen.

Hoewel het in het kader van dit hoofdstuk te ver zou gaan om dit wiskundig bewijs te leveren, kan men dit effect ook heel dramatisch grafisch aantonen.

In figuur 14/7.1-5 wordt een sinusvormige analoge geluidsspanning met een frequentie van 15 kHz gesampeld met een frequentie die steeds kleiner wordt.

Als men nadien de opeenvolgende digitale codes met een DAC omzet in een analoge spanning ontstaat een signaal dat een stapvormige benadering van het sinussignaal zou moeten zijn.



Figuur 14/7.1-5: Het sampling theorema grafisch aan de hand van een voorbeeld toegelicht.

7.1 Achtergrond-informatie: digitaliseren van geluid

Dat klopt nog vrij aardig als men sampled met een frequentie van 7,5 kHz. Maar naarmate de sample-frequentie steeds lager wordt zal het herwonnen analoog signaal steeds minder op de originele sinus gaan lijken. Bij zeer lage sample-frequenties is het herwonnen signaal zelfs niet eens meer als sinus herkenbaar, maar wordt het een driehoek met een veel lagere frequentie!

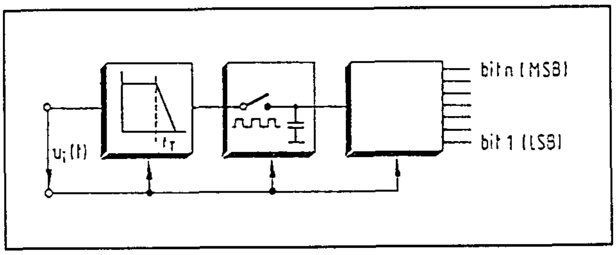
Alias frequentie en filter

Deze veel lagere frequentie noemt men de "alias frequentie" en de grote vervorming die in dit geval ontstaat de alias vervorming.
Kans op alias vervorming is steeds aanwezig als men sampled met een frequentie die lager is dan 2 x de hoogste signaalfrequentie. Als men een ingangssignaal heeft met bekende frequentie kan men deze alias vervorming vermijden door de sample-frequentie minstens twee maal hoger te kiezen.
Nu weet men dat het frequentiebereik van geluidsignalen tamelijk beperkt is. Aan de lage kant moet men rekenen met frequenties van 20 Hz, aan de hoge kant met frequenties van 20 kHz. Men is zeker dat men alias vervorming vermijdt als men sampled met een frequentie van 40 kHz.

Maar omdat er in een audio-signaal ook hogere harmonischen kunnen voorkomen, moet men toch steeds de bandbreedte door middel van een laagdoorlaatfilter beperken tot de helft van de sample-frequentie.
Dit laagdoorlaatfilter wordt in de digitale audio terminologie het anti-alias filter genoemd. Een logische naam, want dank zij dit filter heeft men geen last meer van alias vervorming. Het volstaat de sample-frequentie gelijk te maken aan 2 x f_0 van het filter.

Gestandaardiseerde sample-frequenties

In de verschillende digitale audio-systemen die zijn ontwikkeld, wordt gewerkt met gestandaardiseerde sample-frequenties:
- Compact Disc (CD): 44,1 kHz;
- Digitale satelliet radio: 32 kHz;
- Digital Compact Cassette (DCC): 48 kHz;
- Mini Disc (MD): 44,1 kHz;
- Digital Audio Tape (DAT): 48 en 32 kHz.



Figuur 14/7.1-6: Het blokschema van een praktische analoog naar digitaal omzetter voor het digitaliseren van audio.

Blokschema voor het digitaliseren van audio

Het uiteindelijke blokschema van een bruikbare analoog naar digitaal omzetter voor het omzetten van geluidsignalen in digitale codes is getekend in figuur 14/7.1-6.
Het te digitaliseren geluidsignaal wordt eerst door het anti alias filter gevoerd en gaat vervolgens naar de S&H. De uitgang van deze schakeling gaat naar de analoge ingang van de ADC.
De S&H en de ADC worden gestuurd door een extern kloksignaal dat de sample-frequentie vast legt.

Van digitale naar analoge audio

Inleiding

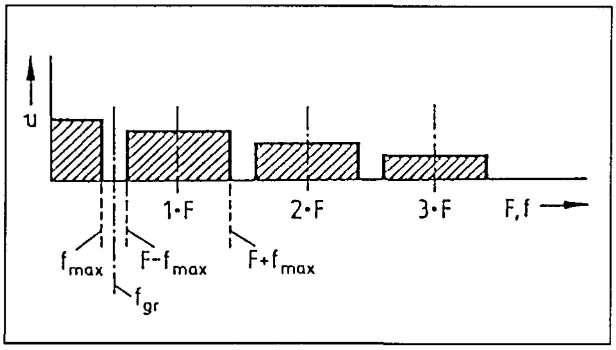
Gelijk welk digitaal audio-systeem moet op een bepaald moment de be- en/of verwerkte digitale audio-codes weer omzetten in een analoog signaal. Ook bij dat proces, met uiteraard als basis een DAC, doen zich enige problemen voor!

De quantiseringsruis

De trapvormige benadering van het herwonnen analoge audio-signaal introduceert een vervorming in het audio-signaal, de reeds

genoemde quantiseringsvervorming of quantiseringsruis. Het zal duidelijk zijn dat deze vervorming herleid kan worden tot signalen met hoge frequenties, die gemengd zijn met het oorspronkelijke geluidsignaal. Vandaar dat dit verschijnsel zich uit onder de vorm van hoogfrequente ruis.

Als men het frequentiespectrum van het herwonnen geluidsignaal zou opmeten, ontstaat het beeld van figuur 14/7.1-7. Hierbij is F de basisfrequentie van het geluidsignaal. Het frequentiespectrum bestaat uit zijbanden rond iedere hogere harmonische van de grondfrequentie. Er ontstaan dus zijbanden rond F, rond 2.F, 3.F, etc. De amplitude van deze hogere harmonischen neemt wel af naarmate de frequentie ervan stijgt.



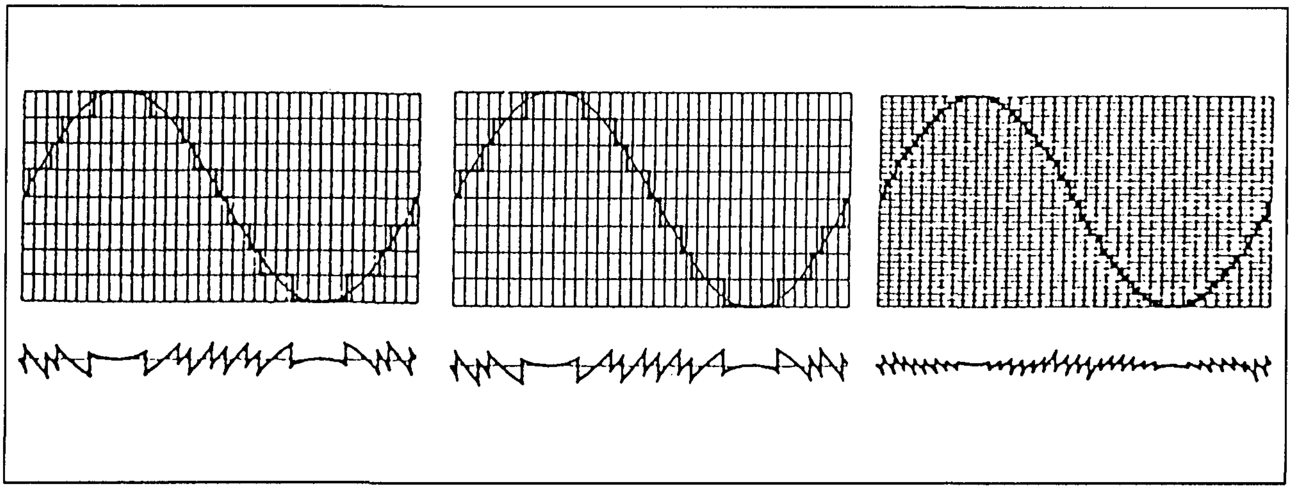
Figuur 14/7.1-7: Het frequentiespectrum van het herwonnen geluidsignaal bevat zeer veel hogere harmonischen.

Invloed van de woordlengte op de quantiseringsruis

In figuur 14/7.1-8 is getekend hoe de woordlengte van het digitaliseringsproces de grootte van de quantiseringsruis beïnvloedt. Uit deze grafieken blijkt duidelijk dat de quantiseringsruis kleiner wordt als met meer bits wordt gedigitaliseerd.
Bovendien blijkt hieruit evenzo dat de frequentie van de quantiseringsruis stijgt met het aantal bits.

Post-processing filter

De quantiseringsspanning uit zich onder de vorm van duidelijk hoorbare en storende ruis. Het zal dus duidelijk zijn dat men bij goede audio-systemen deze quantiseringssignalen uit het signaal wil verwijderen. Dat kan door gebruik te maken van een laagdoorlaatfilter. De afsnijfrequentie van dit filter moet boven de doorlaatband van het geluidsignaal (15 kHz) liggen en het filter moet zo steil afsnijden dat de eerste harmonische met meerdere tientallen dB verzwakt wordt.
Dit filter noemt men het post-processing filter en men zal dit filter bij alle digitale audiosystemen aantreffen.
Dit filter zorgt er, door het onderdrukken van de hogere harmonischen, voor dat de trapvormige benadering wordt afgevlakt en dat het herwonnen geluidsignaal meer lijkt op het originele geluid.



Figuur 14/7.1-8: De invloed van de woordlengte op de quantiseringsruis.

7.1 Achtergrond-informatie: digitaliseren van geluid

Over-sampling

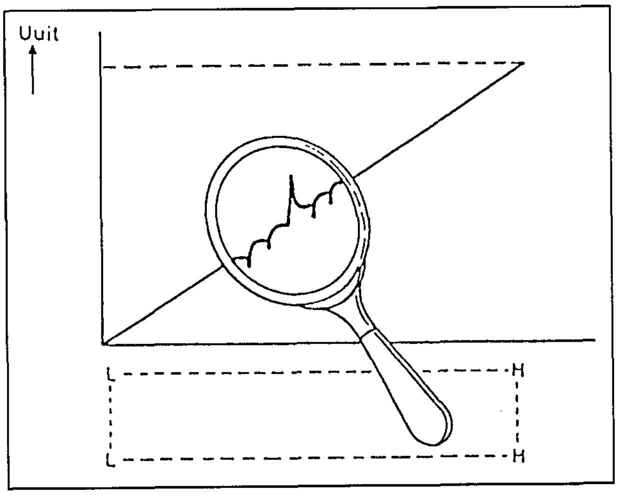
De noodzakelijke introductie van het post-processing filter brengt echter een aantal nadelen met zich mee. Het zal duidelijk zijn dat dit filter analoog is en analoge filters die bovendien steil zijn, veroorzaken fase- en looptijdverschillen. Eigenschappen die de kwaliteit van het herwonnen audio-signaal niet ten goede komen!

Men heeft daar echter iets op gevonden: over-sampling!
Een digitale techniek die een van de basis-kenmerken van ieder systeem voor digitale geluidsverwerking is geworden. Deze techniek is zo belangrijk dat er een eigen hoofdstuk 14/7.2 wordt aan besteed.

Glitches

Bij het omschakelen van de ene digitale code naar een andere kan het gebeuren dat de analoge uitgangsspanning van de DAC even niet goed gedefinieerd is. Dit uit zich in smalle stoorpulsen op de analoge uitgangsspanning. Deze pulsen ontstaan door signaalvertragingen in de DAC, waardoor niet alle niveau-wijzigingen van de bits even snel worden verwerkt. Als bijvoorbeeld de digitale code van een vier bit brede DAC omschakelt van "L-H-H-H" naar "H-L-L-L", dan zal de analoge uitgangsspanning met slechts één stapwaarde stijgen. Maar bij deze stap schakelen wel alle bits van niveau om. Zeker bij dergelijke codetransformaties kan men er zeker van zijn dat stoorpulsen op de uitgang ontstaan. Deze smalle pulsen noemt men "glitches". Het zal duidelijk zijn dat deze glitches zeer veel hoge harmonischen bevatten en zeer storend kunnen zijn bij de reproductie van het herwonnen geluid. Deze glitches op het herwonnen geluidsignaal zijn voorgesteld in figuur 14/7.1-9.

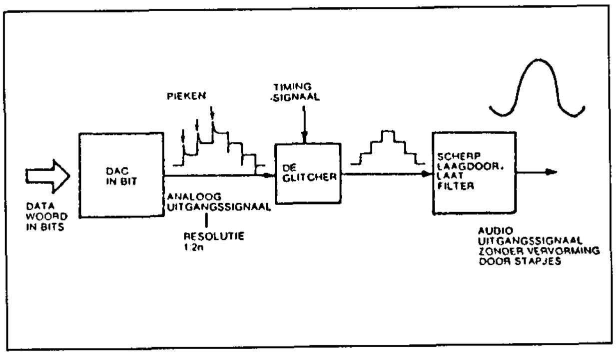
Om deze glitches uit het terug gewonnen geluidsignaal te verwijderen zal men in de meeste gevallen de DAC afsluiten met een deglitcher, een speciale schakeling die deze stoorpulsen uit het signaal verwijdert.



Figuur 14/7.1-9: Het verschijnsel "glitches" grafisch toegelicht.

Blokschema van een DAC-systeem

Het blokschema van een praktisch bruikbaar audio-DAC-systeem is dus ook ingewikkelder dan men in eerste instantie zou vermoeden. Dit is getekend in figuur 14/7.1-10.



Figuur 14/7.1-10: Het blokschema van een in de praktijk bruikbaar audio-DAC-systeem.

Na de DAC volgt de deglitcher. Zowel de DAC als de deglitcher worden gestuurd met een clock-signaal dat uiteraard dezelfde frequentie heeft als de sampling-frequentie waarmee het originele audio-signaal werd gedigitaliseerd. Na de deglitcher volgt het post-processing filter, dat de hogere harmonischen verzwakt en de quantiseringsruis minimaliseert.

7.1 Achtergrond-informatie: digitaliseren van geluid

14/7.2

Achtergrond-informatie: het principe van oversampling

Inleiding

Theoretische problemen van het DAC-principe

Zelfs als men er in zou slagen een ideale DAC te ontwerpen, dan nog zouden er grote problemen op te lossen zijn bij het reconstrueren van een onvervormd audiosignaal uit de 16 bit brede audiomonsters die bij digitale geluidsverwerking tegenwoordig als standaard worden gebruikt. Deze problemen hebben te maken met de theoretische principes die ten grondslag liggen aan het gecombineerde ADC-DAC procédé.
Er zijn drie factoren te noemen:
- de digitale cross-over vervorming;
- de quantiseringsbandbreedte;
- de quantiseringsruis.

De digitale cross-over vervorming heeft niets te maken met het principe van oversampling en wordt in dit hoofdstuk dan ook buiten beschouwing gelaten.

De quantiseringsbandbreedte

Als men een zuiver sinusoidaal verlopende analoge spanning digitaliseert en de digitale codes vervolgens weer omzet in een analoog signaal dan zal er zelfs bij het beste systeem steeds een groot verschil bestaan tussen de ingangs- en de uitgangsspanning. Het uitgangssignaal verloopt trapvormig en is dus geen zuivere sinus. Zoals ieder niet sinusoidaal verlopend signaal heeft ook dit signaal een bepaalde spectrale inhoud, rechtstreeks gevolg van de universele theorie van Fourier.

Als men aan de ingang van zo'n ADC-DAC systeem een analoog signaal zou leggen met een bandbreedte van 20 kHz, bijvoorbeeld witte ruis, dan zou het frequentiespectrum van het herwonnen audiosignaal er uitzien zoals getekend in figuur 14/7.2-1.

In theorie ontstaan dan een oneindig aantal harmonische groepen rond de veelvouden van de samplefrequentie, ieder voorzien van 20 kHz brede symmetrische zijbanden. Bij de meeste digitale systemen voor geluidsverwerking bedraagt de samplefrequentie 44,1 kHz. De eerste harmonische groep ligt dus rond deze waarde (f_t in de tekening). Maar 44,1 kHz - 20 kHz is echter 24,1 kHz! De laagste harmonische van de linker zijband van deze eerste groep ligt dus slechts 4,1 kHz boven de nuttige 20 kHz bandbreedte van het systeem!

Filters noodzakelijk

Het zal duidelijk zijn dat al deze harmonischen uit het uitgangssignaal van de DAC gefilterd moeten worden.
Weliswaar zijn deze frequenties niet hoorbaar, maar zij kunnen in de op de afspeler aangesloten eindversterker voor grote problemen zorgen. Zou deze versterker immers last hebben van intermodulatievervorming, dan zouden allerlei som- en verschilfrequenties ontstaan die wel degelijk binnen de hoorbare band vallen. Het geluid zou ernstig vervormd klinken.
Vandaar dat de eis gesteld wordt dat alle harmonischen die in het uitgangssignaal van de DAC zitten en frequenties hebben boven

7.2 Achtergrond-informatie: het principe van oversampling

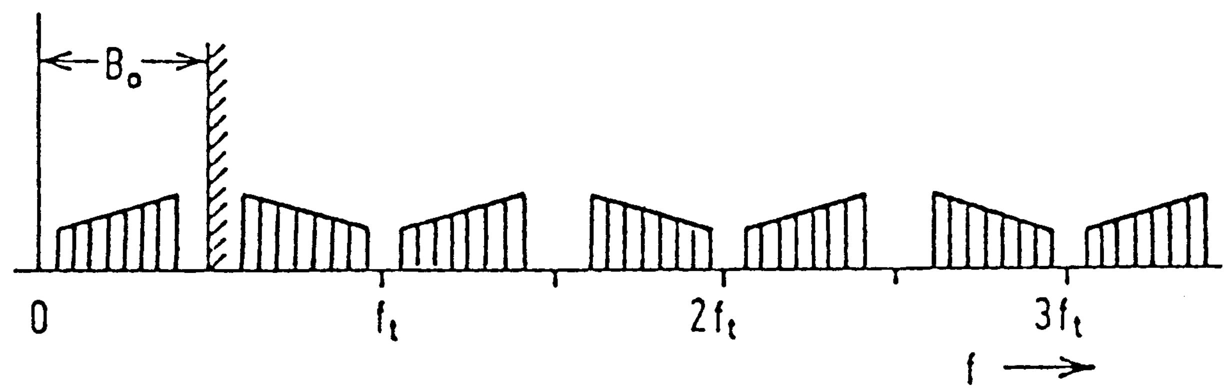
de 20 kHz minstens met 50 dB verzwakt moeten worden. Op zich zijn er talrijke analoge filterschakelingen te verzinnen die signalen boven de 20 kHz met het genoemde aantal dB kunnen verzwakken. Het probleem ontstaat echter door het feit dat het eerste met 50 dB te verzwakken signaal een frequentie heeft van 24,1 kHz.
Er moeten dus zeer steile filters toegepast worden. Meestal gebruikt men een Chebyshew-filter van de negende of zelfs de elfde orde. Zoals uit de karakteristiek van figuur 14/7.2-2 blijkt heeft zo'n filter een uitstekende amplitudegrafiek. De fasekarakteristiek is echter waardeloos. Door groeptijdverschillen in de audioband tot 20 kHz zullen er opslingeringen ontstaan als het audiosignaal pulsvormig verloopt. Deze opslingeringen zijn erg goed te horen en veroorzaken een typische vervorming.

De quantiseringsruis
De quantiseringsruis is een rechtstreeks gevolg van het stapvormige verloop van de uitgangsspanning van een DAC. Als men de analoge in- en de analoge uitgangsspanning van het ADC-DAC systeem van elkaar zou aftrekken dan zou er een verschilsignaal ontstaan dat er uitziet zoals getekend in de onderste grafiek van figuur 14/7.2-3.

Dit verschilsignaal heeft ruisachtige eigenschappen en uit zich ook als dusdanig. Bij analyse van het frequentiespectrum van dit signaal blijkt dat er componenten in de volledige audioband aanwezig zijn!
Het zal duidelijk zijn dat de grootte van deze quantiseringsruis afhankelijk is van het aantal bits waarmee de digitaal naar analoog omzetter werkt. Hoe meer bits ter beschikking zijn, hoe dichter de trapjes bij elkaar kunnen liggen en hoe kleiner het verschilsignaal zal zijn.

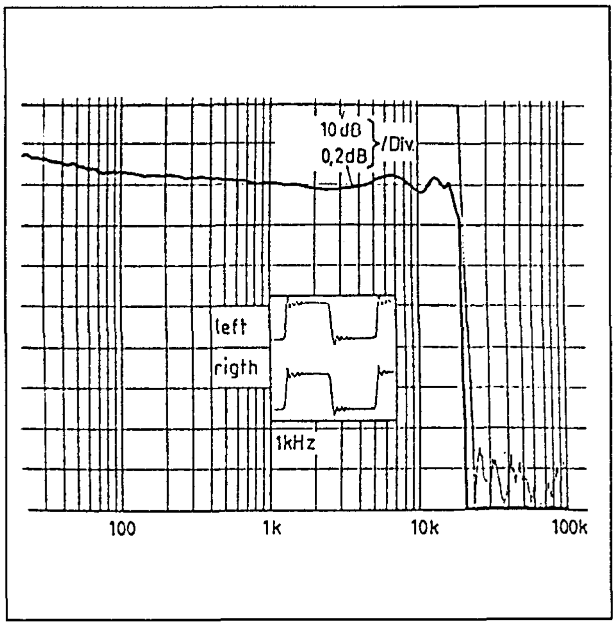
Men kan de theoretische waarde van deze quantiseringsruis berekenen. Voor een 16 bit systeem ligt deze ruis 96 dB onder het maximale signaal. Vandaar dat steeds gesteld wordt dat digitale geluidssystemen die werken met 16 bit brede monsters een signaal/ruis verhouding van 96 dB hebben. De ruis neemt toe met 6 dB per bit naarmate het systeem met minder bits werkt. Een 14 bit systeem heeft dus een maximale signaal/ruis verhouding van 84 dB.

Het zal duidelijk zijn dat de basisfrequentie van de quantiseringsruis gelijk is aan de bemonsteringssnelheid van het systeem. Bij de meeste systemen ligt deze basisfrequentie dus bij 44,1 kHz.

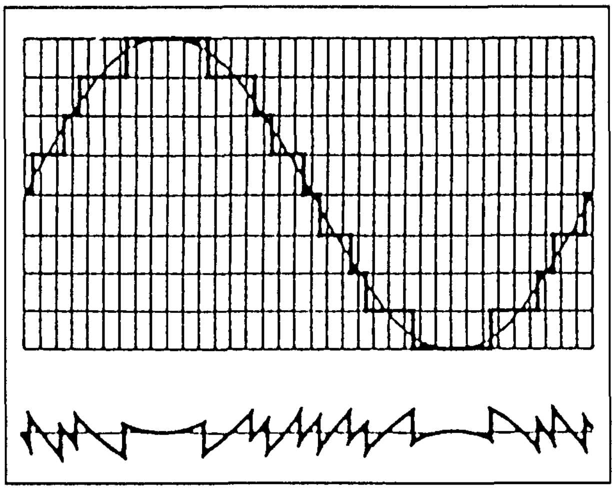


Figuur 14/7.2-1: Frequentiespectrum van een gedigitaliseerd en nadien herwonnen audiosignaal met een bandbreedte van 20 kHz.

7.2 Achtergrond-informatie: het principe van oversampling



Figuur 14/7.2-2: Amplitudekarakteristiek van een elfde orde laagdoorlaatfilter met de gevolgen van de fasekarakteristiek op de weergave van pulsvormig verlopende audiosignalen.



Figuur 14/7.2-3: Het ontstaan van de quantiseringsruis als gevolg van het verschillend verloop van de in- en de uitgangsspanning van een ADC-DAC systeem.

Oversampling

Inleiding

Opgemerkt moet worden dat in principe gesproken zou moeten worden van "upsampling". De term upsampling beschrijft veel beter het proces dat wordt uitgevoerd dan de term oversampling. Toch is het woord oversampling ingeburgerd en zal het ook in dit hoofdstuk gebruikt worden.
De relatief lage samplingfrequentie van 44,1 kHz heeft tot gevolg dat er maar 4,1 kHz zit tussen de hoogste signaalfrequentie van 20 kHz en de eerste te verwijderen harmonische. Dat stelt hoge eisen aan de ontwerpers van de analoge filters en zorgt er in ieder geval voor dat de pulsweergave slecht is.
Het totale ruisvermogen zit, bij een samplingfrequentie van 44,1 kHz, grotendeels verspreid over een bandbreedte tussen 0 en 44,1 kHz. Een niet onaanzienlijk deel van dit ruisvermogen valt dus in de hoorbare band.

Verhogen samplingfrequentie

Als deze problemen op een rijtje worden gezet blijkt dat de lage samplingfrequentie van 44,1 kHz eigenlijk de meeste problemen veroorzaakt. Als deze frequentie verdubbeld zou kunnen worden tot 88,2 kHz zou het vermogen van de quantiseringsruis over een groter frequentiegebied verspreid worden waardoor er minder energie in de 0 tot 20 kHz band zou overblijven. Bovendien zou de quantiseringsbandbreedte er heel anders komen uit te zien!

Overbemonstering of oversampling

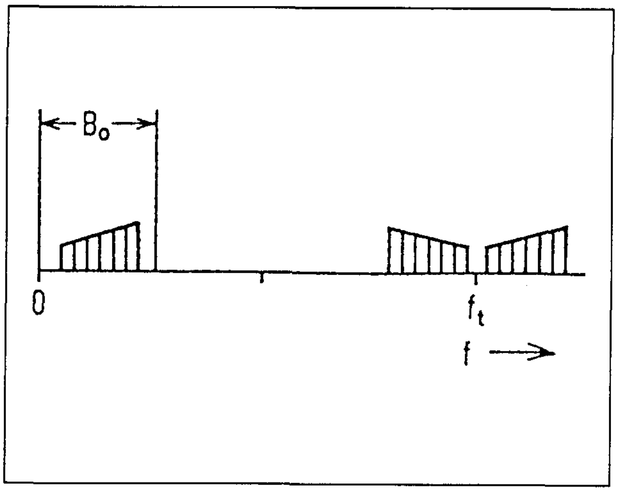
Nu werken de meeste systemen voor digitale geluidsverwerking met een bemonsteringsfrequentie van slechts 44,1 kHz! Zou men willen overschakelen naar de dubbele frequentie, dan moeten extra monsters kunstmatig worden tussengevoegd tussen de 44.100 16 bit monsters die de digitale schakeling per seconde aflevert.
Dat proces noemt men in het algemeen oversampling of in het Nederlands overbemonstering. Het zal wel duidelijk zijn dat met dual

oversampling het proces wordt aangegeven waarbij de samplingfrequentie wordt verhoogd van 44,1 tot 88,2 kHz.
Dat lijkt een onmogelijke opgave, maar zoals zo vaak blijkt ook nu weer dat digitaal alles kan! Men is er in geslaagd digitale schakelingen te ontwerpen, de zogenaamde digitale transversaal filters, die dat kunststukje voor elkaar brengen.

Maar er is meer! Toen men toch eenmaal bezig was met het ontwerpen van dat soort schakelingen kwam men tot de ontdekking dat het net zo eenvoudig mogelijk was de samplingfrequentie te verviervoudigen. De samplingfrequentie van de DAC wordt dan 176,4 kHz en er moeten drie monsters tussen iedere twee monsters die de digitale schakeling levert worden tussengevoegd.

De effecten van oversampling op de quantiseringsbandbreedte

Het effect van dual of quadruple oversampling op de bandbreedte van het herwonnen signaal kan het best grafisch verklaard worden.
De quantiseringsbandbreedte van een met een bemonsteringssnelheid van 88,2 kHz herwonnen signaal is getekend in de grafiek in figuur 14/7.2-4.



Figuur 14/7.2-4: De quantiseringsbandbreedte bij een samplingfrequentie van 88,2 kHz.

De eerste bundel harmonischen ligt nu rond 88,2 kHz zodat de laagste harmonische een frequentie heeft van 68,2 kHz. Er zit dus nu een frequentieverschil van 48,2 kHz tussen de maximale frequentie van het signaal en deze eerste te verwijderen harmonische. Het gevolg is dat de analoge filterschakeling van een heel wat lagere orde kan zijn en de fasekarakteristiek van zo'n filter is heel wat beter te manipuleren dan deze van een elfde orde filter.

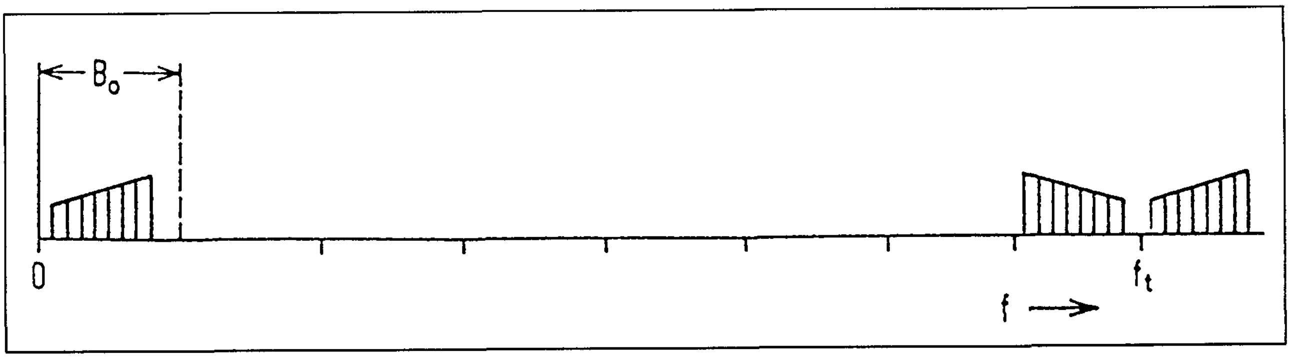
Het voordeel van quadruple oversamplen blijkt duidelijk als men het frequentiespectrum van zo'n signaal beschouwt. Dat is getekend in figuur 14/7.2-5.

Het zal duidelijk zijn dat er nu helemaal geen problemen meer bestaan bij het ontwerpen van het analoge filter.
De afstand tussen de 20 kHz en de eerste harmonische is nu zo groot dat zelfs het meest eenvoudige derde orde actieve Bessel-filter goed genoeg is. Om dat toe te lichten is in figuur 14/7.2-6 het praktische schema van het analoge filter getekend, dat Philips toepast in zijn viervoudig overbemonsterde CD-spelers.

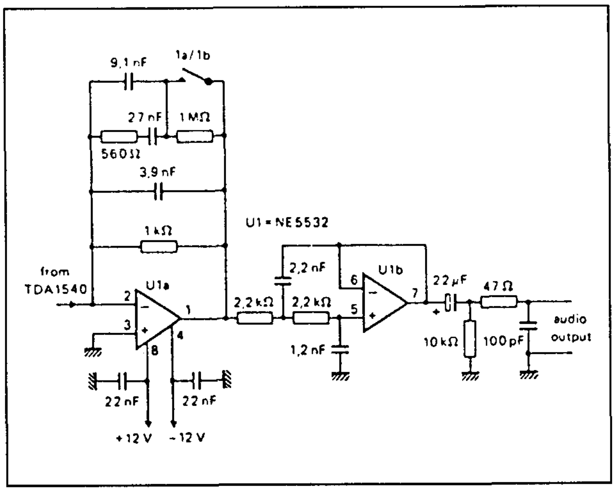
De effecten van het oversamplen op de quantiseringsruis

Een tweede voordeel van het verhogen van de samplefrequentie van de DAC is dat de quantiseringsruis over een groter frequentiegebied wordt verspreid en het aandeel in de 0 tot 20 kHz band lager wordt.
Een en ander wordt grafisch toegelicht aan de hand van figuur 14/7.2-7. Links is het reeds bekende plaatje getekend van de grootte van de quantiseringsruis bij normale sampling. Als men echter gaat oversamplen zal één periode van het oorspronkelijke signaal vaker worden omgezet in een analoge trapspanning. In de veronderstelling dat de kunstmatig tussengevoegde monsters goed berekend zijn zal de trapspanning de vorm van het originele audiosignaal bovendien beter benaderen.

7.2 Achtergrond-informatie: het principe van oversampling

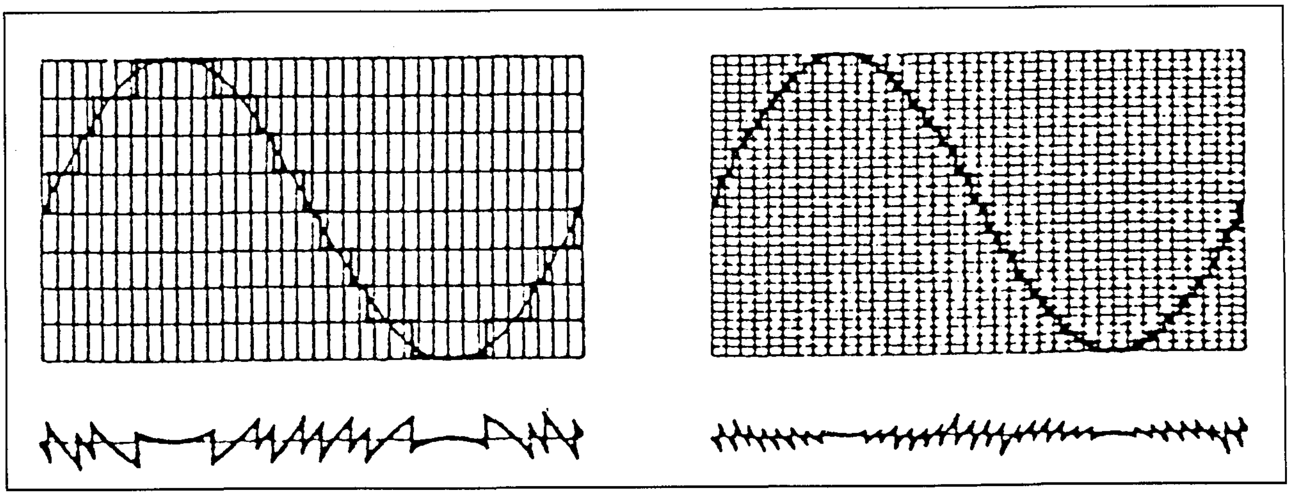


Figuur 14/7.2-5: Het frequentiespectrum van een viervoudig overbemonsterd signaal.



Figuur 14/7.2-6: Het analoge derde orde Bessel-filter dat achter een viervoudig overbemonsterde DAC geschakeld kan worden.

Beide gegevens hebben tot resultaat dat de quantiseringsruis kleiner is en bovendien een hogere basisfrequentie heeft, zie de rechter figuur. Het praktische gevolg is dat er veel minder ruisvermogen in de band tussen 0 en 20 kHz gaat zitten en de vervorming van het signaal kleiner wordt.



Figuur 14/7.2-7: Vergelijking van de quantiseringsruis bij normale sampling en oversampling.

Het digitaal transversaal filter DTF

Inleiding

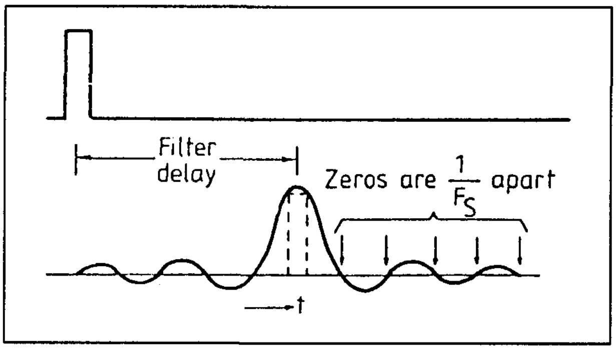
Het lijkt logisch te veronderstellen dat bij dual oversampling het digitaal transversaal filter de waarde van sample n en sample n+1 bepaalt, de gemiddelde waarde berekent, deze gemiddelde waarde weer omzet in een 16 bit brede digitale code en dit nieuwe kunstmatig gegenereerde sample tussen de samples n en n+1 voegt. Het principe van oversamplen zou dan overeen komen met het kunstmatig invoegen van niet uit te lezen codes in de digitale schakeling. Voor een quadruple systeem zou het filter dan drie tussensamples moeten berekenen.

Niets is echter minder waar! De werking van een digitaal transversaal filter (DTF) is erg moeilijk te doorgronden zonder diepgaande kennis van fundamentele theoretisch/wiskundige elektronica en met name van de tijd- en frequentie-domein theorieën.

Het principe

Een digitaal transversaal filter heeft, wel beschouwd, hetzelfde effect op het uiteindelijke analoge signaal als een analoog laagdoorlaatfilter. De ruis wordt verminderd en door de werking van het DTF kan het analoge filter veel minder verzwakken. Het lijkt dus net alsof het DTF als eerste en voornaamste laagdoorlaatfilter kan opgevat worden en dat de werking ervan alleen nog iets moet aangevuld worden door het tweede analoge filter. Als een DTF als laagdoorlaatfilter werkt, dan moet het ook aan dezelfde wetten gehoorzamen als een traditioneel analoog filter.

De digitale schakelingen leveren 16 bit brede woorden, de digitale representanten van analoge spanningen.
Vanwege het discontinue karakter van de code (deze verandert immers 44.100 keer per seconde plotseling van waarde) kan men de ingangsspanning van het DTF voorstellen als een opeenvolging van smalle, steile pulsjes.
Het volgende probleem dat dus opgelost moet worden is hoe een analoog laagdoorlaatfilter reageert als er op de ingang een smalle, steile puls wordt aangelegd. Dat is een vanouds bekend probleem uit de analoge elektronica, een probleem dat al lang geleden volledig wiskundig werd opgelost. De pulsweergave van een analoog laagdoorlaatfilter is getekend in figuur 14/7.2-8.



Figuur 14/7.2-8: De reactie van een laagdoorlaatfilter op een smalle puls op de ingang.

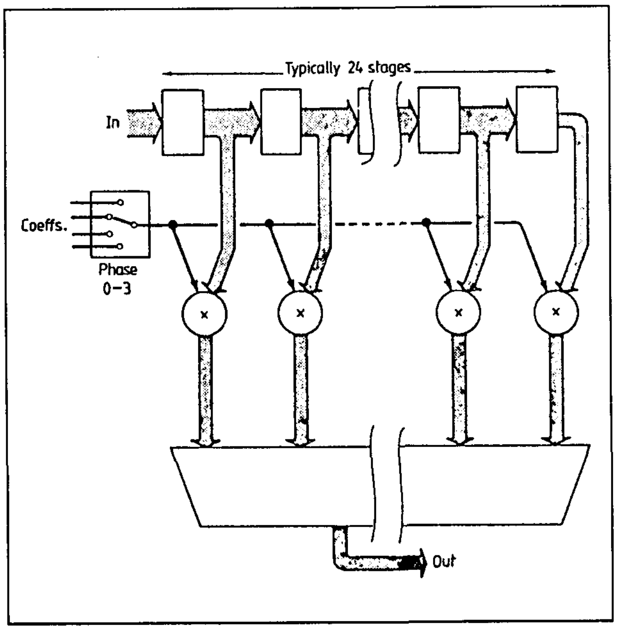
Er bestaat een ondubbelzinnig verband tussen het amplitudeverloop aan de uitgang, de amplitude van de ingangspuls en het tijdsverloop. Het amplitudeverloop kan volledig wiskundig worden uitgedrukt. Voor ieder punt op de tijd-as kan dus een constante factor of coëfficiënt k worden berekend die, vermenigvuldigd met de amplitude van de ingangspuls, de amplitude van de uitgangsspanning geeft voor het specifieke punt op de tijd-as. Het verloop van de uitgangsspanning kan dus worden gedefinieerd door het berekenen van een aantal coëfficiënten $k(t_n)$, die ieder de amplitude van het uitgangssignaal definiëren op het tijdstip t_n. Hoe meer coëfficiënten berekend worden, hoe nauwkeuriger de uitgangsspanning van het analoge filter kan worden gereconstrueerd!

Wat het digitaal transversaal filter nu doet is niets anders dan de amplitude van het in-

7.2 Achtergrond-informatie: het principe van oversampling

gangssample vermenigvuldigen met bepaalde coëfficiënten, die de amplituden bepalen van imaginaire nieuwe samples ergens op de tijd-as.
Op deze manier worden extra samples berekend, die tot gevolg hebben dat de amplitudekarakteristiek van het digitale filter voldoet aan het beeld van figuur 14/7.2-8.

Helaas wordt de zaak tamelijk gecompliceerd doordat de ingangssamples elkaar in een snel tempo opvolgen en de uitgangsresponses van het filter op deze samples elkaar overlappen. Dat is een gevolg van de filtervertraging.
Toch kan deze hele ingewikkelde materie nog steeds ondubbelzinnig in wiskundige formules worden vast gelegd. Bij het bepalen van de coëfficiënten moet men nu dus niet alleen rekening houden met de respons van het filter op één ingangssample, maar ook het overlappende effect van de verschillende responses op opeenvolgende samples incalculeren.



Figuur 14/7.2-9: De principiële samenstelling van een digitaal transversaal filter.

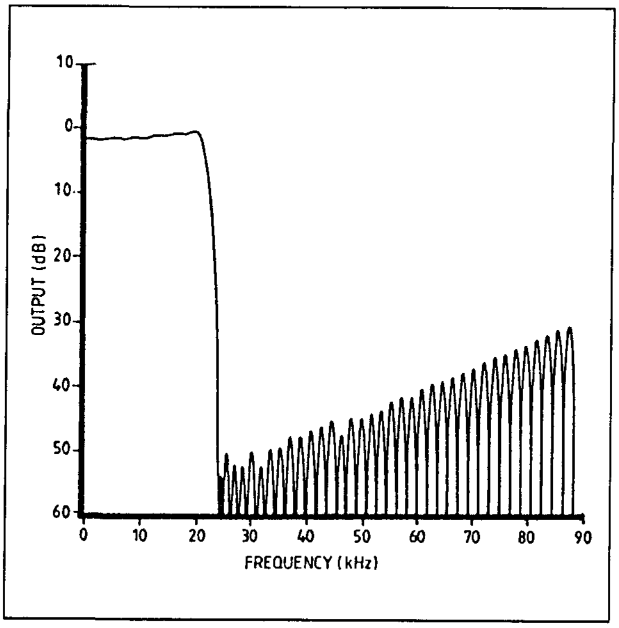
Het blokschema van een digitaal transversaal filter
Het zal duidelijk zijn dat het digitaal transversaal filter op een en hetzelfde moment toegang moet hebben tot opeenvolgende samples, wil de berekening van het product van de coëfficiënten met de amplitude van de samples uitgevoerd kunnen worden. Vandaar dat een digitaal transversaal filter steeds is opgebouwd volgens het principiële blokschema van figuur 14/7.2-9.

De 16 bit brede digitale monsters die van de digitale elektronica komen worden ingelezen in een schuifregister. Dat schuifregister kan opgevat worden als de tijd-as uit figuur 14/7.2-8.
Een digitaal monster dat op een bepaald tijdstip wordt ingelezen zal immers enige tijd later doorgeschoven zijn naar het midden van het register. Het schuifregister heeft aftakkingen die naar binaire vermenigvuldigers gaan. In deze trappen wordt de waarde van de monsters vermenigvuldigd met de reeds genoemde coëfficiënten. Terwijl een sample door het register schuift wordt na iedere verplaatsing de waarde van het monster met een nieuwe coëfficiënt vermenigvuldigd. Op deze manier wordt de respons van een analoog filter nagebootst.

Al deze berekende nieuwe waarden gaan naar een soort van mengschakeling. Daar wordt het effect van de overlapping ingecalculeerd en wordt de nieuwe monsterstroom samengesteld.
Bij een systeem dat werkt met 16 bit brede DAC's zal de nieuwe monsterstroom bestaan uit 16 bit brede monsters, die met de dubbele of de vierdubbele frequentie worden uitgevoerd.

De karakteristieken van een digitaal transversaal filter
Een DTF is dus een echt laagdoorlaatfilter. Als dusdanig heeft een dergelijke schakeling dan ook een amplitude/frequentiekarakteristiek.

7.2 Achtergrond-informatie: het principe van oversampling



Figuur 14/7.2-10: De amplitudekarakteristiek van het digitaal transversaal filter SAA 7220 van Philips.

In figuur 14/7.2-10 wordt deze karakteristiek gegeven voor het DTF van het type SAA 7220 dat door Philips werd ontwikkeld.

Deze karakteristiek is zo goed als ideaal. De kleine rimpel in de doorlaatband wordt veroorzaakt door afrondingsfouten in de waarde van de toegepaste filtercoëfficiënten.
De nauwkeurigheid van het filter hangt af van de lengte van het interne schuifregister. Hoe langer dit is, hoe langer een digitaal monster in het filter blijft en hoe meer amplitudecoëfficiënten berekend kunnen worden!
Ook wat betreft looptijdverschillen en faseverschuivingen is een digitaal transversaal filter veel beter dan een analoog filter van een hoge orde.

14/7.3

Achtergrond-informatie: het principe van fout-correctie

Inleiding

De onvermijdelijkheid van fouten

Op de moderne media waar geluid onder de vorm van digitale codes wordt opgeslagen, CD-schijven en magnetische tape, is de informatiedichtheid tot tegen de grens van het mogelijke opgevoerd.
Op een compact disk zitten bijvoorbeeld miljarden nokjes, die ieder verantwoordelijk zijn voor het uitlezen van twee digitale "enen" uit de totale code.
Het is zo goed als uitgesloten dat er ook maar één CD wordt geperst, waar niet duizenden van deze nokjes om de een of andere reden beschadigd zijn. Het is voldoende dat er tijdens het opdampen van de aluminium reflecterende laag een uiterst klein stofdeeltje op het oppervlak terecht komt om tientallen nokjes niet reflecterend te maken en dus niet uitleesbaar.

Zware audio-vervorming

Ieder fout uitgelezen bit vervormt de uiteindelijk herwonnen analoge audio-monsters. Als zo'n beschadigde code door de DAC in een analoog signaal wordt omgezet kan dit tot gevolg hebben dat er zeer korte maar zeer steile pieken in het analoge uitgangssignaal ontstaan.
Iedere foutief uitgelezen code genereert dus een tik in de weergave.
Zonder uitgebreide foutcorrectiesystemen zou een compact disk, een DAT-tape of een DCC-kassette waarschijnlijk nog harder spetteren en tikken dan zelfs de slechtste analoge langspeelplaat!

Digitale fout-correctie

Bij digitale geluidsverwerking is het gelukkig geen enkel probleem zo veel foutcorrectiesystemen in te bouwen als men zelf wil. Er moet uiteraard wel een kompromis gevonden worden tussen de kans dat er toch nog foutieve codes in de DAC's terecht komen en de elektronica die besteed moet worden aan de systemen in de apparatuur.
Bij alle systemen die geluid op een digitale manier verwerken wordt gebruik gemaakt van dezelfde correctie-technieken:

- Het invoegen van parity-bits:
  Deze bits worden berekend aan de hand van de samenstelling van de audio-bytes. Er wordt gekeken hoeveel bits in een matrix "laag" of "hoog" zijn. Door middel van de parity-bits wordt dit aantal even of oneven gemaakt.
- CIRC-modulatie van de digitale datastroom:
  CIRC staat voor "Cross Interleaved Reed-Solomon Code". In deze stap worden opeenvolgende bytes van de data-stroom op een zeer ingewikkelde manier door elkaar gehusseld. De bedoeling hiervan is dat fouten in het medium, die opeenvolgende bytes aantasten, geen enkele fundamentele code zo zwaar beschadigen dat deze niet meer hersteld kan worden.

Invoegen parity-bits

Inleiding

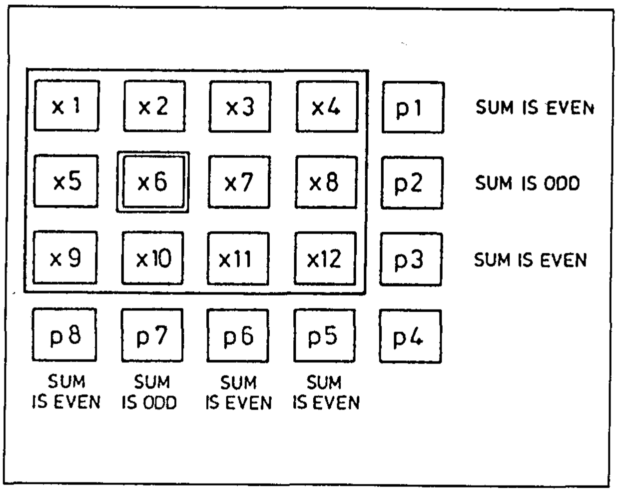
Het zal duidelijk zijn dat de eenvoudige foutcorrectie met pariteits-bits niet voor 100 %

betrouwbaar is. Er zouden immers twee of meerdere bits foutief kunnen zijn uitgelezen, waardoor de controle van het even aantal "enen" toch klopt. Vandaar dat er twee pariteitscontroles worden uitgevoerd.
Bij de meeste systemen worden er twee soorten parity-bits in de digitale data-stroom ingevoegd.

- de Q-parity;
- de P-parity.

De Q-bits worden voor de CIRC-modulatie aangebracht, de P-bits nadien.

Matrixcodering en toevoegen bits
De Q-PARITY is de eerste stap in het ingewikkelde systeem van de totale foutcorrectie. De systematiek in het samenstellen van deze bytes is vrij eenvoudig en wordt vereenvoudigd uitgelegd aan de hand van figuur 14/7.3-1.
De digitale audio-codes, de digitale representatie van de analoge samples, worden omgezet in een matrix die bestaat uit een aantal horizontale en een aantal vertikale lijnen. Op ieder snijpunt van een horizontale met een vertikale lijn wordt een bit geplaatst. In figuur 14/7.3-1 is dat op vereenvoudigde schaal voorgesteld door de bits x_1 tot en met x_{12}, die zijn opgenomen in een matrix met drie horizontale en vier vertikale lijnen.



Figuur 14/7.3-1: Verklaring van de samenstelling van de pariteits-bytes.

Aan iedere rij en aan iedere kolom wordt nu een pariteitsbit toegevoegd (p_1 tot en met p_3 en p_5 tot en met p_8) dat ervoor zorgt dat het aantal "enen" in iedere rij en in iedere kolom even is.
Als bijvoorbeeld in de bovenste rij x_1 tot en met x_4 maar één bit "een" is, dan zal het pariteitsbit p_1 ook "een" worden om het aantal "enen" in deze rij even te maken.

Tot slot wordt de matrix aangevuld met het pariteitsbit p_4 dat ervoor zorgt dat het aantal "enen" ook in het pariteitsbite even is.

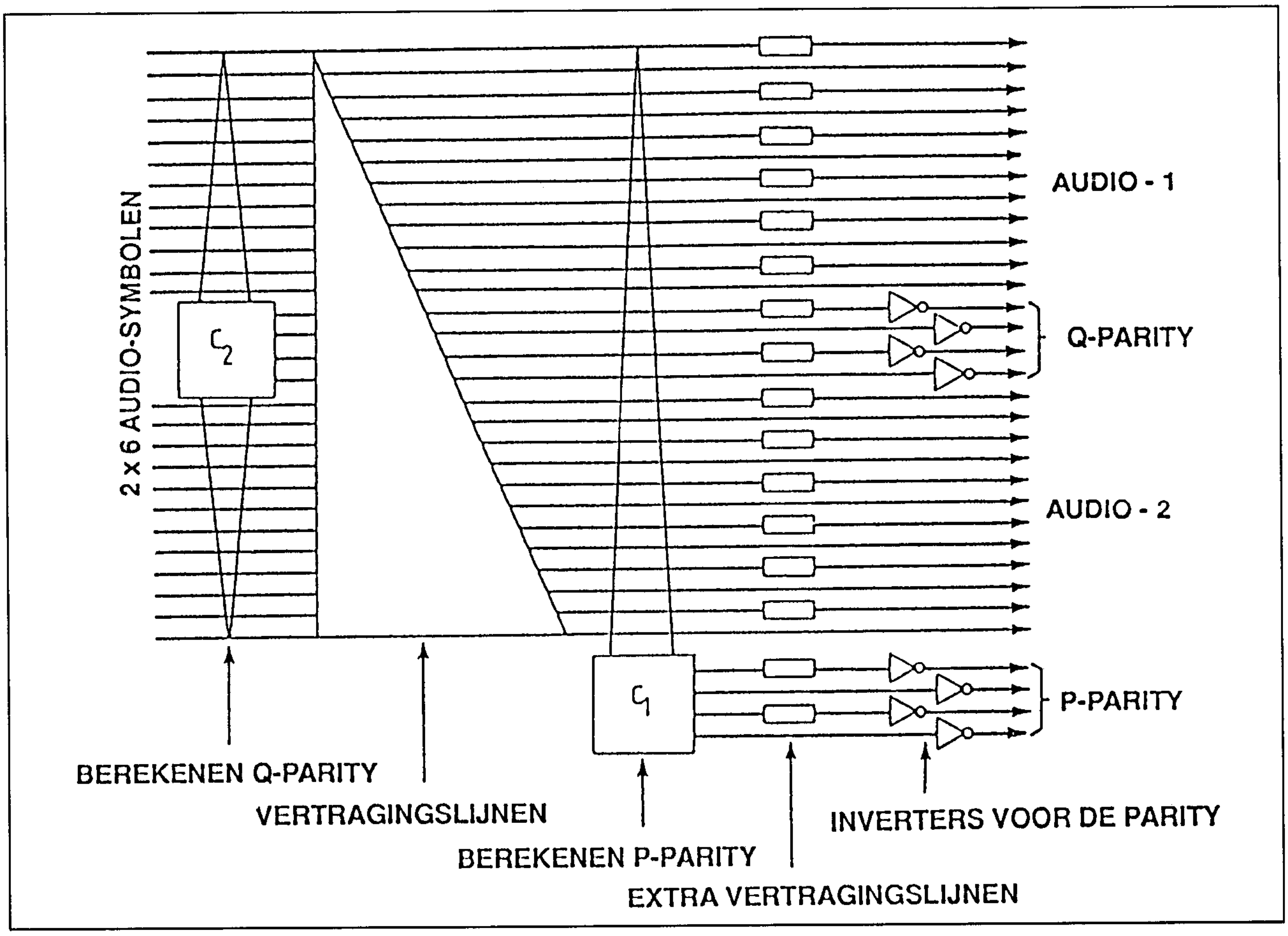
Decodering in de afspeler
In de afspeler zijn schakelingen aanwezig die in eerste instantie nagaan of het aantal "enen" in de pariteitsbytes even is. Is dat niet het geval, dan zit er een fout in het pariteitsbyte zélf en kan de foutcorrectie niet worden toegepast. Is het aantal "enen" wel even, dan is het pariteitsbyte betrouwbaar en kan de decodering de matrix samenstellen en controleren of er in iedere rij en in iedere kolom een even aantal "enen" ontvangen is.
Is dat het geval, dan wordt het byte goed verklaard.

Is dat echter niet het geval, dan kan de logica op een vrij eenvoudige manier vaststellen welk bit verkeerd is uitgelezen. Stel bijvoorbeeld, zoals getekend in figuur 14/7.3-1, dat in de tweede rij en in de tweede kolom een oneven aantal "enen" wordt vastgesteld. De elektronica weet dan met stelligheid te melden dat bit x_6 foutief is uitgelezen. Dit bit kan hersteld worden en de fout is gecorrigeerd!

De CIRC-modulatie

Inleiding
Het systeem met de PARITY-bytes werkt prima zolang er maar enkele bits uit een byte verkeerd overkomen. De plaats die de bits op het medium innemen is echter zo klein dat het in de praktijk zelden zal voorkomen dat slechts enkele bits beschadigd zijn.

7.3 Achtergrond-informatie: het principe van foutcorrectie



Figuur 14/7.3-2: Het correctie-procédé schematisch toegelicht.

Dan worden volledige bytes of zelfs volledige audio-samples foutief uitgelezen en tegen dergelijke codebeschadigingen is het parity-systeem niet opgewassen.

Reed en Solomon

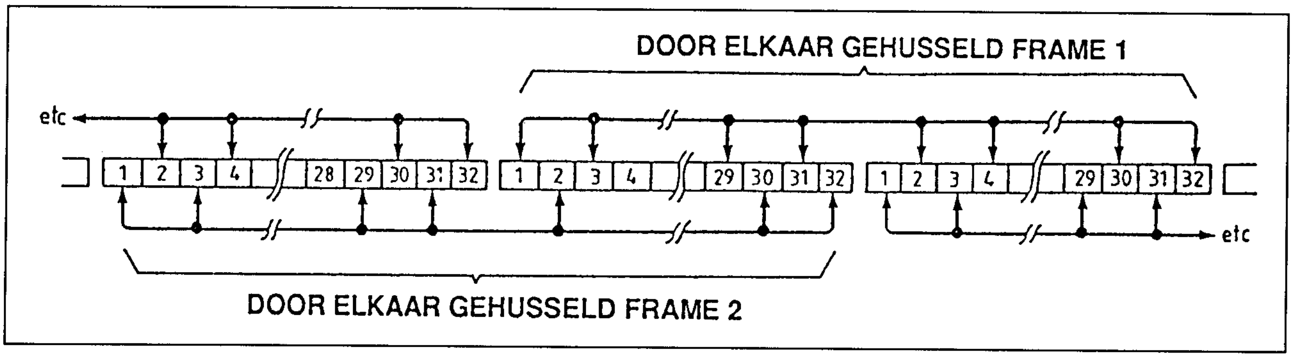
Twee statistici, verbonden aan de researchafdeling van Sony, bedachten een oplossing voor dit dilemma. De kans dat een heel 16-bit breed audio-monster foutief wordt uitgelezen wordt minder groot als de informatie in deze bytes over een langere lengte van het medium wordt verspreid.
Als dat niet kan door de individuele bits langer te maken, dan moet het maar gebeuren door de audio-informatie van verschillende opeenvolgende monsters door elkaar te husselen waardoor de informatie van één audiomonster over een grote afstand op het medium wordt verspreid.

De CIRC

De twee genoemde wiskundigen hebben een procédé ontwikkeld waarbij een zo gunstig mogelijk kompromis wordt bereikt tussen enerzijds de noodzakelijke decodeerelektronica in de afspeler en anderzijds een maximale kans op herstel van fouten in de code.

Het systeem aan de codeerzijde, dus in de studio, is schematisch voorgesteld in figuur 14/7.3-2. De digitale audio-monsters en de vier Q-PARITY bytes worden door vertragingsschakelingen gestuurd.

7.3 Achtergrond-informatie: het principe van fout-correctie



Figuur 14/7.3-3: De grafische samenvatting van de volledige fout-correctie bij het CD-systeem.

Deze zijn schematisch voorgesteld door de grote driehoek. Ieder byte krijgt een andere vertragingstijd. Bij analoge werking van het systeem zou dit op onoverkomelijke technische problemen stuiten. Bij digitale systemen is dit echter geen enkel probleem. Het volstaat immers alle bytes aan seriële schuifregisters aan te bieden, die ieder uit een bepaald aantal cellen bestaan. Alle registers worden met de systeemklok gestuurd. Als een register uit 8 cellen bestaat zal het byte dat aan de ingang wordt aangelegd 8 klokperioden later op de uitgang verschijnen. Er ontstaat dus een vertraging over 8 perioden.

Het gevolg is dat op de uitgangen van de schuifregister weliswaar audio-monsters en Q-PARITY bytes worden terug gevonden, maar dat deze niet allemaal afkomstig zijn van dezelfde matrix. Terwijl de bovenste audio-monsters de vertragingslijn alweer verlaten hebben zitten de onderste monsters nog ergens in hun schuifregisters. Op de uitgangen van deze lange registers staan de audio-bytes van de vorige monsters.

De tweede parity

Inleiding

Op de door elkaar gehusselde bytes wordt in een volgende fase een tweede pariteitscontrole C_1 toegepast. De vier berekende P-PARITY bits worden achter de laatste serie audio-gegevens gekoppeld.

Het resultaat

De totale fout-codering

In figuur 14/7.3-3 is de samenvatting van de beschreven principes getekend.
Na de P-parity worden de oneven bytes nog eens allemaal vertraagd door identieke schuifregisters.

Twee soorten leesfouten

Bij het uitlezen van een digitaal beschreven medium kunnen er twee soorten fouten ontstaan:
- korte fouten;
- lange fouten.

Korte leesfouten

De even/oneven vertraging van de bytes, waardoor de gegevens van door elkaar gehusselde monsters in twee opeenvolgende data-blokken worden opgenomen is ideaal voor het corrigeren van kleine foutjes in het bitbereik.
De decoder in de afspeler kan aan de hand van de gegevens in de P-PARITY bytes de foutieve bits snel herkennen en herstellen.

Lange leesfouten

Grotere beschadigingen op het oppervlak van het medium hebben tot gevolg dat meerdere data-blokken volstrekt onbruikbaar worden. Er wordt dan gebruik gemaakt van het feit dat de gegevens van één oorspronkelijk monster door elkaar gehusseld verspreid zijn over een groot aantal opeenvolgend data-

7.3 Achtergrond-informatie: het principe van foutcorrectie

blokken. De decoder in de afspeler die de oorspronkelijke monsters weer samenstelt (dat gaat uiteraard ook weer met vertragingslijnen) zal dus altijd wel wat gegevens van twee opeenvolgende audio-monsters onbeschadigd kunnen terug vinden in die vele data-blokken.
Uit deze informatie en met behulp van de Q-PARITY bytes wordt in eerste instantie gepoogd zoveel mogelijk bytes te herstellen. Lukt dat niet, dan wordt een interpolatietechniek ingeschakeld waarbij de ontbrekende gegevens worden berekend door het gemiddelde te nemen van het vorige en volgende monster.

Herstelcapaciteit van het CIRC-procédé
Met het CIRC-procédé is het mogelijk aan de hand van de pariteitscontrole fouten tot 4.000 bit te herstellen.
Door het inschakelen van de interpolatietechniek is het zelfs mogelijk te corrigeren over 12.000 bit! Bij een CD komt dat overeen met ongeveer 7,5 mm spoorlengte!

7.3 Achtergrond-informatie: het principe van fout-correctie

14/7.4

Achtergrond-informatie: geluids-codering bij het CD-formaat

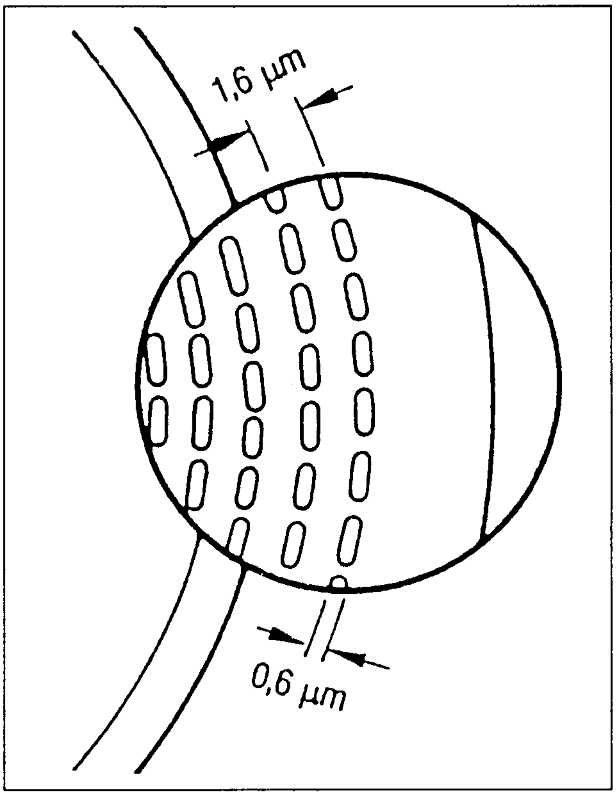
De compact disk

De informatiedrager van de CD

De compact disk bestaat uit een ongeveer 1,2 mm dikke plaat uit acrylplastic met een diameter van 12 cm. De audio-informatie is aan de bovenzijde van deze plaat aanwezig onder de vorm van een groot aantal zogenaamde nokken en dammen. De nokken zijn microscopisch kleine putjes die in het oppervlak van de plaat worden geperst. De dammen vormen het onaangetaste plaatoppervlak tussen de nokken. De overgangen tussen nokken en dammen noemt men de tikken. Iedere nok heeft dus twee tikken, een bij het begin van de nok en een bij het einde van de nok. Niet de nokken of de dammen, maar de tikken vormen de belangrijkste informatiebron van de CD. De nokken zijn uiteraard niet willekeurig op het oppervlak aangebracht, maar volgens een spiraalvormig spoor. Deze spiraal heeft ongeveer 20.000 windingen hetgeen overeen komt met ongeveer 600 windingen per millimeter. De windingen van de spiraal hebben een onderlinge afstand van 1,6 μm, zie figuur 14/7.4-1. De nokken hebben een diepte van 0,12 μm, een breedte van 0,6 μm en een lengte van 0,8 tot 3,5 μm.

Afmetingen van de nokken

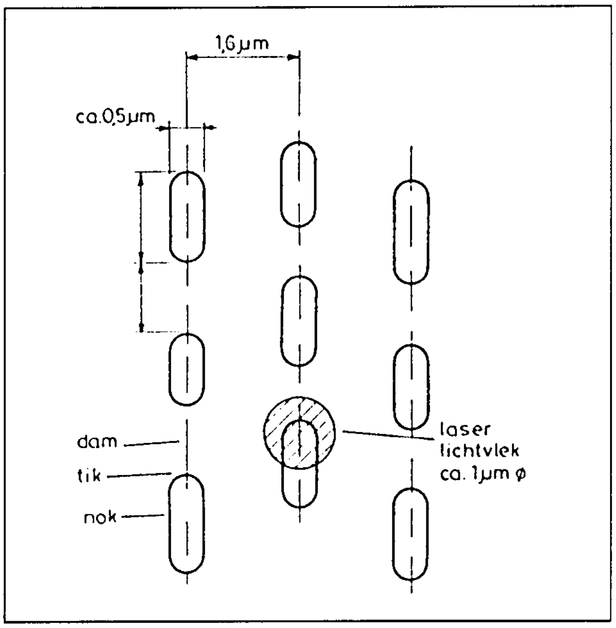
De nokken worden bij de fabricage van de plaat onder grote druk in het half vloeibare dragermateriaal geperst. Om zoveel mogelijk informatie op een plaatje samen te persen moeten de nokken zo klein mogelijk zijn. Er worden echter tal van technologische en systematische beperkingen gesteld aan de minimale afmetingen van de nokjes!



Figuur 14/7.4-1: De nokken en de dammen in het oppervlak van een compact disk.

De voornaamste systematische beperking is de zogenaamde numerieke apertuur van het optische systeem. Deze grootheid is gelijk aan het product van de openingshoek van de lichtstraal en de brekingsindex van de tussenstof.

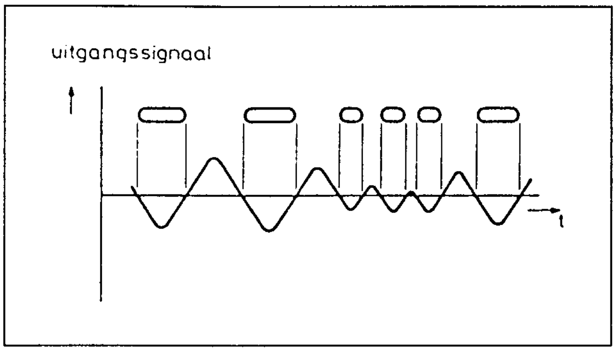
7.4 Achtergrond-informatie: geluids-codering bij het CD-formaat



Figuur 14/7.4-2: De afmetingen van de nokken en de dammen in de spiraal.

Uit de optische theorie kan men berekenen dat voor het gegeven systeem een numerieke apertuur van 0,5 haalbaar is. Dat wil zeggen dat de afmeting van de lichtvlek in het brandpunt gelijk is aan 1 µm.
Om deze kleine lichtvlek nog goed te kunnen detecteren mogen de nokken niet smaller zijn dan ongeveer 0,5 µm en moet de minimale lengte gelijk zijn aan 0,8 µm.

De positie van de nokken en de dammen op het plaatoppervlak is nog eens overzichtelijk samengevat in figuur 14/7.4-2.
Een nok is ongeveer 0,5 µm breed en wordt beschenen door laserlicht met een diameter van 1 µm. De windingen van de spiraal liggen precies 1,6 µm uit elkaar. De lengte van de putten of nokken ligt tussen 0,8 µm en 3,5 µm. De minimale lengte wordt bepaald door de diameter van de lichtvlek. Als de nokken korter waren zouden zij niet meer gedetecteerd kunnen worden door de straal met een diameter van 1 µm. De maximale lengte ligt niet technologisch vast, maar wordt bepaald door de codering van het signaal dat op de plaat wordt gezet (zie later).



Figuur 14/7.4-3: Het verband tussen de lengte van de nokken en het elektrische signaal dat de optische pick-up afgeeft.

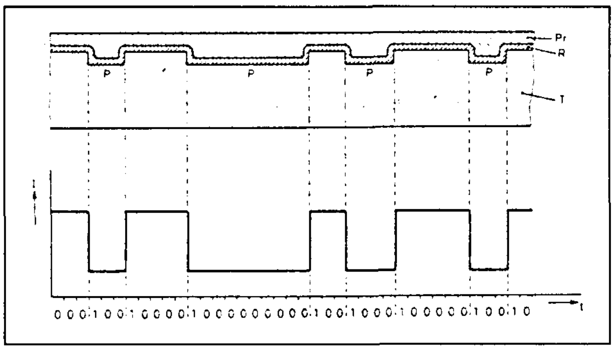
Het uitlezen van de spiraal

Door technologische beperkingen hebben de putjes geen scherpe randen maar zijn enigszins afgerond. Dat heeft weer bepaalde vervelende consequenties voor het signaal dat wordt uitgelezen en is de oorzaak van een van de vele noodzakelijke code-omzettingen. Het valt immers te verwachten dat het elektrische signaal dat door de optische pick-up die de spiraal aftast geleverd wordt een tamelijk grote stijgtijd heeft.
De vorm van het uitgelezen signaal is weergegeven in figuur 14/7.4-3 en dit signaal is enigszins driehoekvormig en bovendien niet constant in grootte. De grote stijg- en daaltijden worden bepaald door de onscherpe overgang tussen nok en dam. Dat de grootte van de puls afhankelijk is van de lengte van de nok heeft te maken met de fysische en elektronische beperkingen van de fotodetectoren in de pick-up. In ieder geval blijkt dat het uitgelezen signaal geen mooie blokgolf is. Er moet dus een soort Schmitt-trigger tussen geschakeld worden. Zoals later zal blijken kan deze schakeling alleen goed werken als er iets speciaals wordt gedaan met de codering van het signaal.

Het gegevensformaat op de CD

Een van de grootste misverstanden die er bij de interpretatie van het CD-systeem wordt gemaakt is dat men denkt dat de nokken en

de dammen corresponderen met enen en nullen uit de digitale code.
Niets is echter minder waar! Zoals uit figuur 14/7.4-4 blijkt staan zowel de nokken als de dammen op de plaat voor logische nullen. Alleen de niveau-overgangen, dus de tikken, staan voor logische enen.



Figuur 14/7.4-4: Het verband tussen de "opgenomen" digitale code en de plaats van dammen en nokken op het oppervlak van een CD.

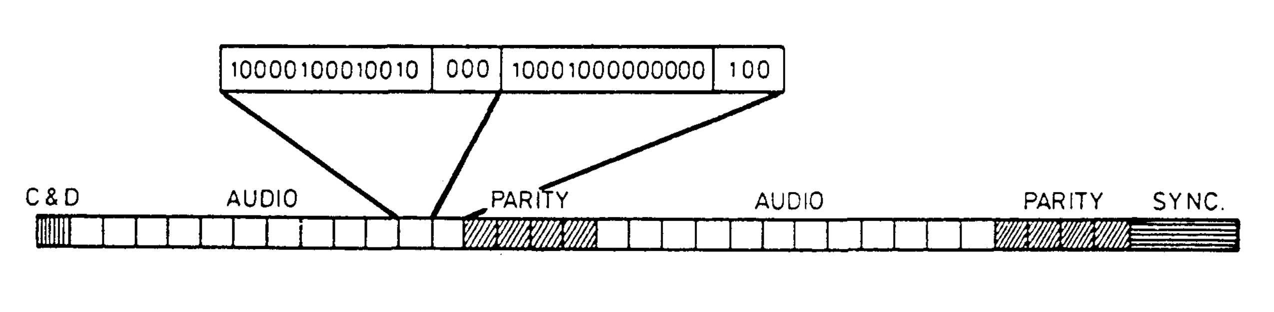
Het codeformaat

De twee analoge audio-signalen worden bij het CD-systeem bemonsterd met een snelheid van 44,1 kHz en omgezet in twee 16 bit lange digitale monsters. Vooraleer deze audio-codes echter op de CD worden gezet, ondergaan de monsters een heleboel bewerkingen en worden aangevuld met een heleboel extra gegevens.
Dat zijn:
- De zogenaamde C&D-code, waarin extra informatie wordt ondergebracht, onder andere over de speelduur en het volgnummer van het muziekstuk dat gespeeld wordt.
- Acht in twee groepen van vier samengevoegde zogenoemde pariteitscodes, waarmee de elektronica van de CD-speler in staat is te onderzoeken of een uitgelezen code foutloos is ontvangen. Is dat niet het geval dan kan de elektronica aan de hand van de gegevens in deze codes de foutieve code herstellen, zodat het geluid niet wordt vervormd.
- Een SYNC-code, die in de speler gebruikt wordt voor het herwinnen van de klokfrequentie waarmee de bits op de plaat zijn geschreven.
- Een packing-code, die noodzakelijk is voor het optimaal omzetten van het analoge uitgangssignaal van de pick-up in een digitale puls.

Het frame van de CD

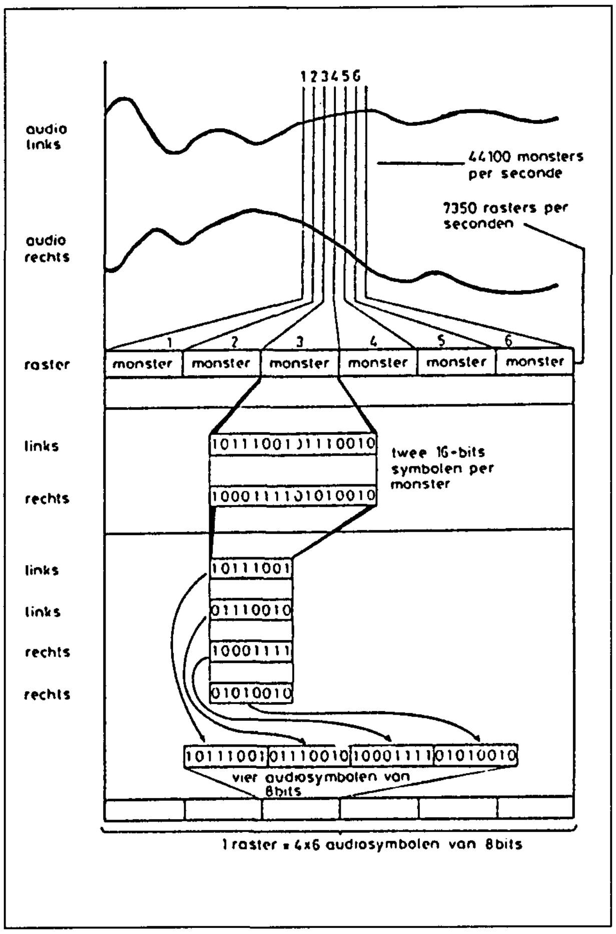
Al deze digitale gegevens worden in een specifiek patroon in de windingen van de compact disk aangebracht.
Eén zo'n patroon noemt men een raster of frame en de samenstelling is getekend in figuur 14/7.4-5.

Per frame worden er zes monsters van beide audiokanalen verwerkt. Omdat er, zoals reeds bekend, bemonsterd wordt met een frequentie van 44,1 kHz moeten er dus 44.100 gedeeld door 6 is gelijk aan 7.350 rasters per seconde op de plaat worden gezet.



Figuur 14/7.4-5: De samenstelling van een frame of raster op het oppervlak van de CD.

7.4 Achtergrond-informatie: geluids-codering bij het CD-formaat



Figuur 14/7.4-6: Het digitaliseren van de analoge audio-signalen tot een seriële code.

Ieder vierkantje in figuur 14/7.4-4 stelt een CD-byte voor. De 2 x 6 audiomonsters worden ondergebracht in 2 x 12 CD-bytes om de heel eenvoudige reden dat het te complex zou zijn om de 16 bit lange woorden van het gedigitaliseerde geluid in één keer te verwerken. Deze worden opgesplitst in twee bytes van 8 bit.

In totaal bevat een frame dus:
- 1 x C&D-byte;
- 12 x AUDIO-bytes;
- 4 x PARITY-bytes;
- 12 x AUDIO-bytes;
- 4 x PARITY-bytes;
- 1 x SYNC-byte.

De genoemde packing-code zit verweven in de bytes en is niet afzonderlijk in de samenstelling van het frame terug te vinden.

Het CD-byte

Om redenen die later worden toegelicht bestaat een fundamenteel CD-byte niet uit 8 bit, zoals gebruikelijk in de digitale techniek, maar uit niet minder dan 17 bits. Daarvan dragen 14 bits de eigenlijke informatie en worden drie extra bits toegevoegd (de packing-code) om redenen die later aan de orde komen.

Gedetailleerde studie

In de volgende subkopjes zal uitvoerig worden ingegaan op het nut, de noodzaak, de samenstelling en de consequenties van alle genoemde extra coderingen.

De digitalisatie van het audio-signaal

Inleiding

Allereerst moet men uiteraard de twee analoge audio-signalen digitaliseren. Dit proces omvat:
- het bemonsteren van de analoge signalen tot 16 bit brede woorden;
- het splitsen van de twee 16 bit lange bemonsteringscodes in 4 x 8 bit brede bytes;
- het verzamelen van de gegevens van zes opeenvolgende monsters;
- het groeperen van de even en oneven bytes uit deze monsters;
- het aan elkaar rijgen van al deze gegevens tot een seriële code.

Dit digitalisatieproces van het analoge audiosignaal is voorgesteld in figuur 14/7.4-6. Het signaal wordt 44.100 keer per seconde bemonsterd met een resolutie van 16 bit, zodat er in totaal 2 x 44.100 x 16 = 1.411.200 bit per seconde verwerkt moeten worden!

7.4 Achtergrond-informatie: geluids-codering bij het CD-formaat

Code-samenstelling
De twee 16 bit woorden per monster worden gesplitst in een LSB en een MSB, die beide uit 8 bit bestaan. Deze vier bytes vormen de digitale representatie van één bemonstering en de 32 bit worden één audio-symbool genoemd. De audio-symbolen van zes opeenvolgend bemonsteringen worden tot slot samengevoegd tot één raster. Dit raster bestaat dus uit 32 audio-symbolen van ieder 8 bit.

De fout-correctie

Inleiding
Het is zo goed als uitgesloten dat er ook maar één CD wordt geperst, waar niet duizenden van de miljarden aanwezige nokjes beschadigd zijn. Ieder fout uitgelezen bit vervormt de uiteindelijk herwonnen fundamentele audio-codes. Vandaar dat als tweede stap in het coderen van het signaal zeer uitgebreide foutcompenserende technieken op de digitale audio-codes worden toegepast.

Drie systemen
De foutcompensatie is in te delen in:
- het toevoegen van Q-PARITY bits;
- de CIRC-modulatie;
- het toevoegen van P-PARITY bits.

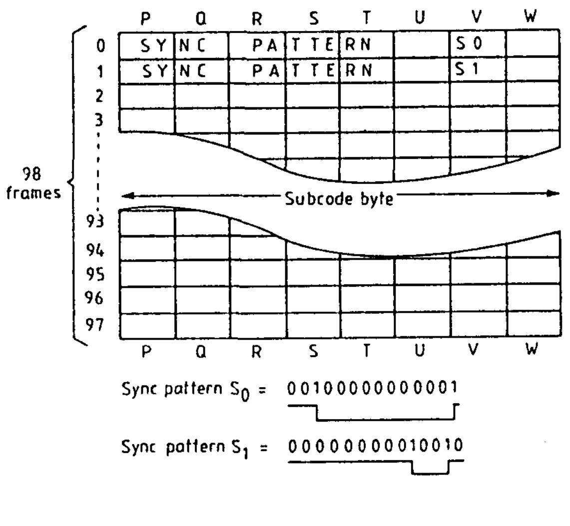
Deze technieken, die overigens niet alleen bij het CD-systeem worden toegepast, zijn afzonderlijk besproken in hoofdstuk 14/7.3 en zullen hier dus niet herhaald worden.

Het C&D-byte

Inleiding
"C&D" is de afkorting van "Control and Display". Dit ene byte per frame bevat een heleboel informatie over de inhoud van de CD, tijdcoderingen en zelfs alfanumerieke gegevens, die op het scherm van een CD-speler met display weergegeven zouden kunnen worden. Van deze laatste mogelijkheid wordt echter, althans bij audio-CD's, in de praktijk nauwelijks gebruik gemaakt.

Al deze gegevens kunnen gemakkelijk in dat ene byte per frame geschreven worden. Vergeet niet dat er 7.350 frames per seconde worden geschreven zodat er ook 7.350 C&D-bytes per seconde worden uitgelezen!
De afzonderlijke C&D-bytes staan niet op zichzelf, maar worden verzameld in zogenaamde subcode datablokken. Ieder datablok bestaat uit 98 C&D-bytes, verzameld uit 98 opeenvolgende frames. In totaal worden er dus 7.350 gedeeld door 98 is gelijk aan 75 datablokken per seconde uitgelezen.

De samenstelling van de datablokken
De samenstelling van de datablokken is getekend in figuur 14/7.4-7. De bytes worden ingelezen in een matrix, opgebouwd uit 8 kolommen en 98 rijen. De twee eerste rijen, dus de twee eerste bytes van het blok, bevatten synchronisatiepulsen S_0 en S_1. Deze hebben een unieke samenstelling, zodat de elektronica in de CD-speler deze bytes gemakkelijk kan identificeren.



Figuur 14/7.4-7: De samenstelling van een subcode datablok uit 98 C&D-bytes.

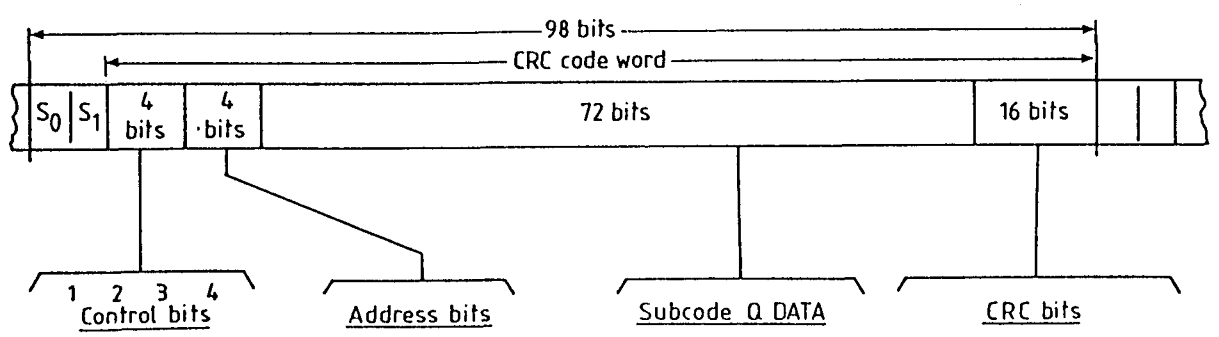
De overige gegevens worden per rij uitgelezen. Een datablok bevat dus acht woorden, die ieder uit 96 bit bestaan. De woorden

worden gekenmerkt door lettercodes, namelijk P, Q, R, S, T, U, V en W.
Van deze woorden zijn de P- en de Q-woorden het belangrijkst.

Het P-woord
Het P-woord bevat gegevens waaruit de CD-speler kan afleiden dat er een nieuw muzieknummer wordt gestart of dat er een nieuwe passage uit een klassiek stuk aan de beurt komt.
Deze zogenaamde "startflag" bestaat uit het gedurende twee seconden uitzenden van P-woorden die volledig gevuld zijn met "enen". De microprocessor in de CD-speler kan zeer snel van de ene naar de andere startflag overschakelen. Dank zij de lange duur van deze flag moeten niet alle windingen van de informatiespiraal afgetast worden. De optische pick-up kan dus snel heen en weer over het oppervlak worden bewogen omdat de startflag vele windingen lang is.
Een tweede functie van het P-woord is het informeren van de elektronica dat de plaat is afgelopen. In de laatste windingen van de spiraal wordt het P-woord met een frequentie van 2 Hz gemoduleerd met enen en nullen. De microprocessor in de speler herkent deze code en treft de noodzakelijke maatregelen om het aftasten van de plaat te beëindigen, om de CD opnieuw af te spelen als de "REPLAY"-functie is gekozen of om in CD-wisselaars de volgende CD op de draaitafel te leggen.

Het Q-woord
De samenstelling van dit woord is getekend in figuur 14/7.4-8.

De eerste twee bits maken deel uit van de synchronisatiebits S_0 en S_1 en hebben geen betekenis voor de samenstelling van het woord. Nadien volgen vier groepen bits, die de volgende betekenis hebben.
- Control bits:
  Deze vier bits geven informatie over de samenstelling van de compact disk. De betekenis van alle bits is gegeven in de tabel van figuur 14/7.4-9. Hieruit blijkt dat men rekening heeft gehouden met het op de markt komen van vierkanaals systemen, dat de mogelijkheid bestaat copieerbeveiligingen in een CD-speler in te bouwen en dat zelfs rekening is gehouden met de uit de plaattechniek bekende emphasis filtertechnieken (verbetering van de weergave van hoge tonen).
- Adress bits:
  Volgens de codering die gegeven is in de tabel van figuur 14/7.4-10 bepaalt de samenstelling van de vier adress bits de mode van het Q-woord.



Figuur 14/7.4-8: De samenstelling van het Q-woord uit het datablok van de subcode.

Deze mode geeft aan wat de inhoud van de 72 Q DATA bits voorstelt.

BIT 1	BIT 2	BIT 3	BIT 4	BETEKENIS
0				CD IS STEREOFONISCH
1				CD IS QUADROFONISCH
	X			BIT NIET GEDEFINIEERD
		0		COPIEREN TOEGESTAAN
		1		COPIEREN VERBODEN
			0	GEEN PRE-EMPHASIS
			1	WEL PRE-EMPHASIS

Figuur 14/7.4-9: De betekenis van de control bits uit het Q-woord van de subcode.

BIT 1	BIT 2	BIT 3	BIT 4	BETEKENIS
0	0	0	1	MODE NUMMER 1
0	0	1	0	MODE NUMMER 2
0	0	1	1	MODE NUMMER 3

Figuur 14/7.4-10: De betekenis van de adress bits uit het Q-woord van de subcode.

De modes van het Q-woord

De drie modes die in de adress bits gedefinieerd worden hebben de onderstaande betekenis.

- MODE 1:
  In MODE 1 geven de 72 bit van de Q DATA informatie over de starttijd, de lengte en het nummer van het muziekstuk dat wordt gespeeld. Dank zij deze gegevens kan de CD-speler heel erg snel een bepaald nummer selecteren. Bovendien wordt in de Q DATA een timer bijgehouden, die de totale speelduur van de plaat weergeeft.
- MODE 2:
  In MODE 2 geeft de D DATA het zogenaamde "disc catalogue number", een soort ISBN-code voor CD's waaruit onmiddellijk alle gegevens zoals uitgiftedatum, producent en uitvoerenden kunnen worden afgeleid. Dit nummer kan in 52 bit worden ondergebracht, zodat er plaats genoeg is in het woord om de timer van MODE 1 te copiëren.
- MODE 3:
  In MODE 3 bevatten de data in de D DATA de zogenaamde "International Standard Recording Code ISRC". Deze code is samengesteld uit 5 alfanumerieke karakters en 7 numerieke karakters.

Eight to Fourteen Modulation

Inleiding

Zoals reeds opgemerkt levert de optische pick-up geen signaal af met een constante amplitude. De grootte van het signaal is afhankelijk van de lengte van de nokken.
Dat heeft tot gevolg dat het onmogelijk is de digitale waarde (het "een" of "nul" zijn) van het signaal af te leiden van de amplitude. Vandaar dat men heeft besloten de tikken, dus de overgangen tussen nokken en dammen en tussen dammen en nokken, de digitale waarde "een" te geven en zowel de nokken als de dammen gelijk te stellen aan digitaal "nul".
Men moet dan alleen de overgangen in het signaal detecteren om de digitale code te herwinnen, hetgeen op een vrij eenvoudige manier met een comparator kan uitgevoerd worden.

Verhogen van de klokfrequentie

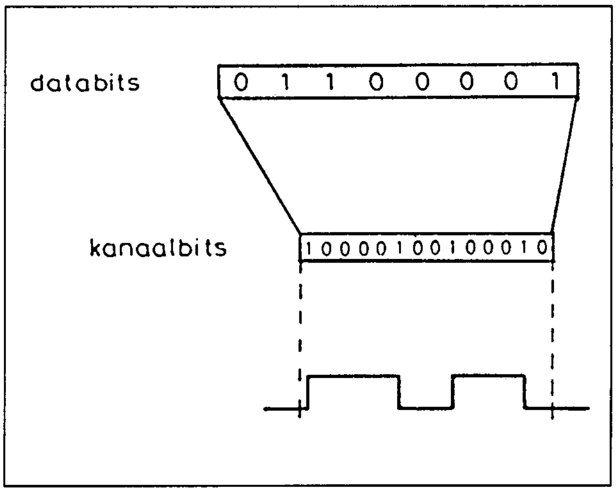
De geschetste toekenning van digitale "enen" aan de tikken heeft een onverwacht bijkomend voordeel.
Een tik is veel smaller dan een nok. Een digitale "een" moet dus niet langer voorgesteld worden door een nok met een minimale lengte van 0,8 μm maar kan veel korter zijn! Daar heeft men dankbaar gebruik van gemaakt en men heeft de klokfrequentie waarmee het signaal op de plaat wordt geschreven verhoogd tot 4,3218 MHz.
Zoals bekend levert de ADC per seconde 2 x 16 x 44.100 = 1.411.200 bit. De frequentie

van de audio datastroom is dus gelijk aan 1,4112 MHz.
De klokfrequentie kan bijgevolg een factor drie verhoogd worden, waaruit men zou kunnen besluiten dat er drie keer zoveel informatie op een compact disk past. Dat dit echter niet het geval is zal dadelijk blijken.

Acht bit code te klein
De 32 bytes uit een raster bestaan allemaal uit 8 bit. Alle 256 mogelijke code-combinaties kunnen voorkomen. Er zullen dus tal van bytes bestaan waar twee of meerdere opeenvolgende bits "een" zijn. Als men echter besluit "enen" voor te stellen door tikken, dan kan men alleen maar gebruik maken van de hogere klokfrequentie als er geen twee "enen" achter elkaar voorkomen. Zo'n twee opeenvolgende "enen" moeten immers voorgesteld worden door twee tikken, dus door een dam/nok/dam overgang. Een bit komt dan toch weer overeen met een schrijflengte van 0,8 µm en het voordeel van de zeer kleine ruimte (een tik) die nodig is voor het schrijven van een "een" en de daaruit volgende hogere maximale klokfrequentie gaat weer verloren.

Van acht naar veertien
Om dit probleem op te lossen heeft men een nieuwe code ingevoerd, waarin nooit twee "enen" achter elkaar voorkomen. Bovendien mogen in deze code nooit minder dan twee "nullen" achter elkaar optreden en mogen er ook nooit meer dan tien "nullen" achter elkaar aanwezig zijn.
Twee "enen" worden dus minstens gescheiden door twee "nullen", zodat de sequentie "een/nul/nul/een" voorgesteld kan worden door één nok met de minimale breedte van 0,8 µm. Deze code kan dus zonder bezwaar met 4,3218 MHz op de plaat geschreven worden.
De grens van maximaal 10 "nullen" achter elkaar wordt bepaald door de synchronisatiegrens in de CD-speler. De "enen" worden immers mede gebruikt voor het afstemmen van de speleroscillator op de plaatklok en als er te lang geen "een" verschijnt zou deze schakeling uit synchronisatie kunnen komen.

Blijft de vraag uit hoeveel bits deze nieuwe code moet bestaan. Met de computer heeft men berekend dat uit de 16.384 codecombinaties die een veertien bit woord kan bevatten er 267 aan de gestelde drie eisen voldoen.
Daar passen de 256 acht bit codes die in een byte kunnen voorkomen mooi in! De "normale" acht bit bytes worden dus omgezet in bepaalde veertien bit lange CD-bytes. Voor deze omzetting is uiteraard een gestandaardiseerde codetabel ontworpen, zodat in alle studio's waar audio-informatie wordt omgezet in CD-codering met dezelfde codeconversie wordt gewerkt.



Figuur 14/7.4-11: De samenhang tussen een audio-byte, een CD-byte en de nokken en dammen in de spiraal.

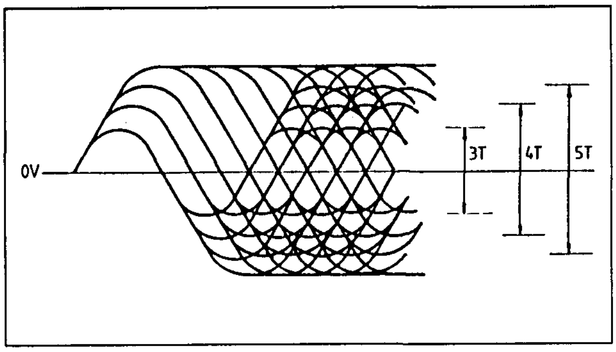
Deze stap in de codering wordt "Eight to Fourteen Modulation", meestal afgekort tot "EFM".
In figuur 14/7.4-11 is het verband getekend tussen een "normaal" byte, het CD-byte en het patroon van nokken en dammen dat op de plaat wordt geschreven.

De packing-bits

Inleiding

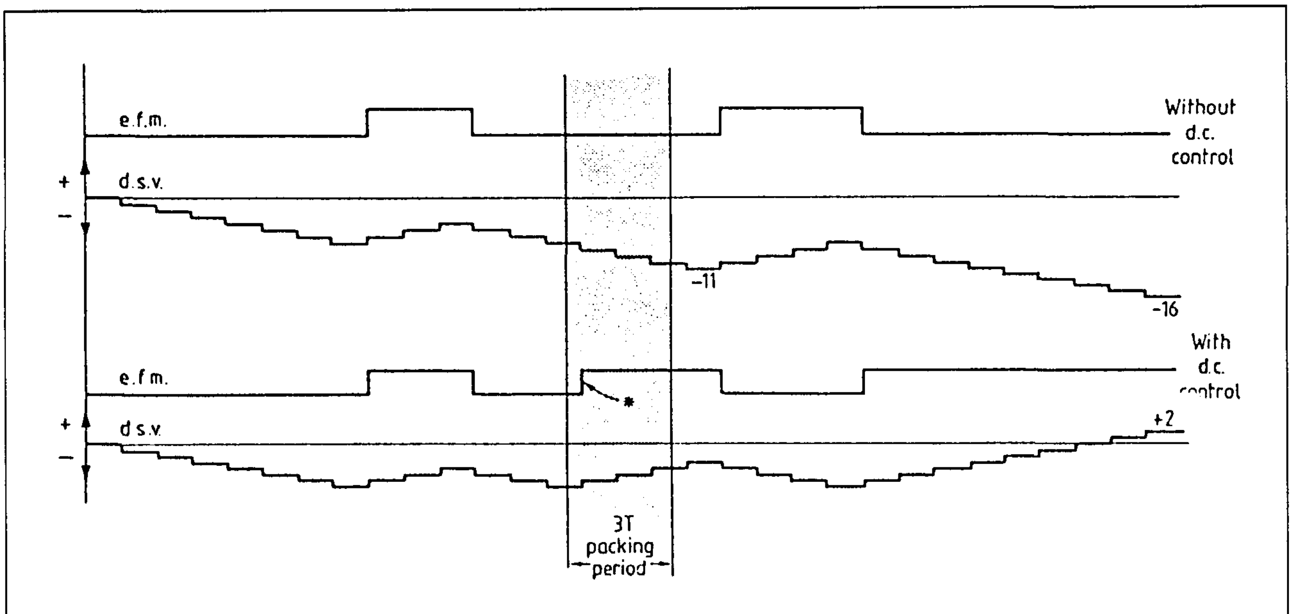
Zoals reeds opgemerkt levert de optische pick-up geen mooi signaal af, maar een soort driehoekvormige spanning waarvan de amplitude afhankelijk is van de lengte van de nokken. In figuur 14/7.4-12 is het typische beeld getekend dat op het scherm van een oscilloscoop verschijnt als men de uitgangsspanning van de optische pick-up met triggering op 0 V meet.
Omdat het nok/dam patroon op de plaat volkomen willekeurig is zal de amplitude van het herwonnen signaal ook volkomen willekeurig heen en weer schommelen tussen een minimale en een maximale waarde.
Het gevolg is dat dit signaal niet symmetrisch ten opzichte van de nul zal zijn. Door de willekeurige opeenvolging van nokken en dammen met bovendien ook nog eens willekeurige lengtes zal de gemiddelde waarde van het signaal de ene seconde iets positief zijn en de volgende seconde iets negatief.

Er wordt dus een gelijkspanning op het signaal geïntroduceerd, de zogenaamde offset.



Figuur 14/7.4-12: Het uitgangssignaal van de optische pick-up op het scherm van een scoop.

Dat is voorgesteld in de bovenste grafiek van figuur 14/7.4-13. In dit voorbeeld worden twee CD-bytes uitgelezen die meer laag dan hoog zijn. Het gevolg is dat de gemiddelde gelijkspanningswaarde van het pick-up signaal tamelijk negatief wordt.



Figuur 14/7.4-13: Het optreden van een gemiddelde gelijkspanning op het uitgangssignaal van de optische pick-up (boven) en de compensatie hiervan door het tussen voegen van drie packing-bits (onder).

De gevolgen van de offset
Dat offsetverschijnsel is zeer ongewenst.
Er kunnen namelijk timingfouten ontstaan in de schakeling die de uitgangsspanning van de optische pick-up omzet in een mooi digitaal signaal. Omdat de voor- en de achterflanken van het signaal tamelijk vlak verlopen zal het moment waarop de comparator omschakelt in bepaalde mate afhankelijk worden van de gelijkspanningsinhoud van het signaal. Dat is absoluut ongewenst omdat daardoor de verhouding tussen "enen" en "nullen" kan worden vervormd.

De packing-bits
Om deze offset, die een gevolg is van de "Digital Sum Value" van de digitale code zo gering mogelijk te houden worden er drie extra bits aan ieder CD-byte gekoppeld. Dat noemt men de "packing"-bits. Het principe noemt men de "DSV-compensatie".
Zoals voorgesteld in de onderste grafiek van figuur 14/7.4-13 wordt de inhoud van deze bits zo berekend dat de gemiddelde DSV zo gering mogelijk is. Het gevolg is dat het analoge uitgangssignaal van de optische pick-up geen offset heeft en de gemiddelde waarde de nul zo veel mogelijk benadert.
In het getekende voorbeeld zorgen deze drie extra bits ervoor dat de polariteit van het tweede raster inverteert. Dammen worden nokken, nokken worden dammen. Omdat dammen en nokken voor logische "nullen" staan heeft dat geen gevolgen voor de samenstelling van de code. Het gevolg van deze invertering is wel dat de gemiddelde waarde van het signaal, die eerst door het uitlezen van het eerste frame tamelijk negatief was geworden, zich nadien weer naar de nul begeeft.

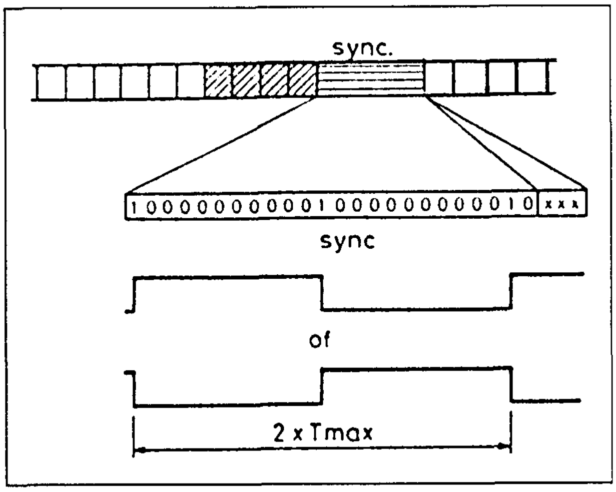
De tweede functie van de packing-bits
Zoals bekend mogen er nooit twee "enen" achter elkaar voorkomen in de datastroom. Nu zou het echter kunnen zijn dat een CD-byte eindigt op een "een" en het volgende begint met een "een". In dat geval zullen de drie koppelbits de samenstelling "nul/nul/nul" of "nul/nul/een" krijgen waardoor de twee "enen" door minstens twee "nullen" worden gescheiden. Het derde bit wordt dan gebruikt voor het minimaliseren van de DSV.

Het SYNC-byte

Twee functies
Het SYNC-byte dat de aanvang van een nieuw frame aangeeft heeft twee functies.
Op de eerste plaats weet de microprocessor uit de detectie van het byte dat een nieuw frame start. Op deze manier is de schakeling in staat de subcode te scheiden van de audio-informatie en de na het subcode byte ontvangen gegevens te splitsen in 12 audio bytes, 4 Q-PARITY bytes, weer 12 audio bytes en tot slot 4 P-PARITY bytes. Al deze bytes worden dan op de juiste manier in de schakeling gestuurd die zorgt voor het decoderen van de code.
Op de tweede plaats wordt de SYNC-puls, de naam zegt het zelf, gebruikt voor het synchroniseren van de locale oscillator met de plaatklok. In feite bevat de plaat alleen duidelijke informatie over de "enen" in de code. Dat zijn de tikken.
De "nullen" zijn niet lijfelijk aanwezig en moeten door de schakeling in de CD-speler terug tussen de "enen" worden ingevoegd. Om dit zonder fouten te kunnen doen moet de klokfrequentie waarmee de plaat beschreven is zo nauwkeurig mogelijk worden gereconstrueerd.

De samenstelling van het SYNC-byte
Dit byte bestaat als enige byte uit 27 klokperioden. Het is dus onmiddellijk door de elektronica in de CD-speler te herkennen. Zoals uit figuur 14/7.4-14 blijkt is de informatie 24 bit lang. Deze wordt uiteraard aangevuld met de drie DSV-bits.
Omdat dit byte precies 27 klokperioden bevat kan de microprocessor in de CD-speler de juiste frequentie van de plaatklok berekenen en de lokale oscillator door middel van een PLL-schakeling desgewenst corrigeren.

7.4 Achtergrond-informatie: geluids-codering bij het CD-formaat



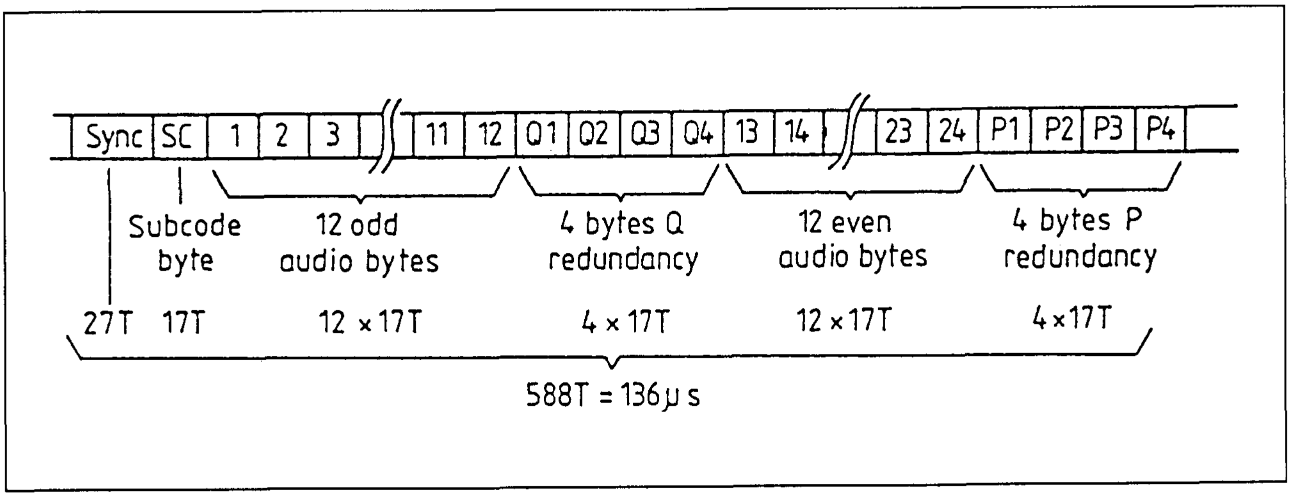
Figuur 14/7.4-14: De samenstelling van het SYNC-byte.

Samenvatting

De 136 μs van een frame
Een totaal CD-frame bevat dus:
- 27 clock-perioden voor het Sync-byte;
- 17 clock-perioden voor het C&D-byte;
- 204 clock-perioden voor de eerste 12 audio-bytes;
- 68 clock-perioden voor de Q-PARITY;
- 204 clock-perioden voor de tweede 12 audio-bytes;
- 68 clock-perioden voor de P-PARITY.

Een frame neemt dus 588 clock-perioden in beslag. De CD-clock heeft een frequentie van 4,3218 MHz. Een periode heeft dus een duur van 0,231 ns. Uit deze gegevens kan men afleiden dat één frame een tijdsduur van 136 μs heeft.
Waarmee bewezen wordt dat er inderdaad 7.350 frame's per seconde worden geschreven!

Grafische samenvatting
Tot slot geeft figuur 14/7.4-15 een gedetailleerde beschrijving van de samenstelling van één frame in de spiraal van een compact disk.



Figuur 14/7.4-15: De gedetailleerde samenstelling van één frame van het CD-formaat.

7.4 Achtergrond-informatie: geluids-codering bij het CD-formaat

14/7.5

Achtergrond-informatie: PASC-reductie van digitaal geluid

Een Philips-systeem voor data-reductie

Inleiding

Bij het ontwikkelen van digitale systemen voor de opname, de opslag en de weergave van geluid wordt tegenwoordig veel nadruk gelegd op het comprimeren van de grote hoeveelheid digitale data, die per seconde noodzakelijk is voor kwalitatief hoogwaardige digitalisatie van geluid.
Bij het begrip "hoogwaardig" moet men denken aan de specificaties die bij het ontwikkelen van het CD-systeem voorop werden gesteld:
- digitaliseren met een breedte van 16 bit per geluidskanaal;
- bemonsteren met een snelheid van minstens 44.100 keer per seconde.

Bij het CD-systeem beschikt men over een enorme hoeveelheid opslagruimte (ongeveer 650 MB) op één CD. Vandaar dat men bij het ontwikkelen van dat systeem nooit gedacht heeft aan de noodzaak van datareductie.
Wil men echter gedigitaliseerd geluid opslaan op een magnetische band of op de harde schijf van een computer, dan is iedere kilobit/s in principe een te veel. Vandaar dat het noodzakelijk is compressie-technieken te ontwikkelen, waarmee men de ongeveer 1,4 megabit digitaal geluid per seconde van de CD-techniek tot meer aanvaardbare hoeveelheden kan terug brengen. Diverse systemen zijn hiervoor ontwikkeld.

De aanleiding: het ontwikkelen van DCC

Toen bleek dat de consumer-markt vroeg om een tape-alternatief voor de CD heeft Philips het DCC-systeem ontwikkeld. Digitale geluidsregistratie met CD-specificaties op een gewone compact cassette! Bij deze datadrager kan men echter slechts 100 kilobit/s digitale gegevens kwijt. Het zal duidelijk zijn dat men er nooit in kan slagen een datareductie te verkrijgen van 1,4 megabit/s naar 100 kilobit/s.

Meersporen techniek noodzakelijk

Het is dus duidelijk dat men met meer dan een spoor moet werken. De vraag is hoeveel sporen er betrouwbaar op de helft van een cassettebandje kunnen worden aangebracht. Het systeem moet immers autoreverse werken, zodat slechts de helft van de bandbreedte beschikbaar is voor iedere richting.
De breedte van de band in een compact cassette bedraagt 3,78 mm. De vertikale tolerantie voor het transport van de band langs de kop is vastgesteld op 0,05 mm.
Uit deze gegevens kan men afleiden dat DCC binnen de constructieve tolerantie blijft als men de helft van de breedte indeelt in negen spoortjes die ieder een breedte van 185 μm hebben. Dat is de breedte die wordt aangehouden bij het opnemen van gegevens op de band.
Men moet echter rekening houden met de genoemde maximale heen en weer verplaatsing van de band van 50 μm. Dat betekent dat men 100 μm van de spoorbreedte moet

aftrekken om er zeker van te zijn dat een spoortje altijd door de goede kop wordt uitgelezen. De weergavekoppen werken bijgevolg met een breedte van 70 µm.

Meer dan deze negen sporen zijn technologisch niet op een compact cassette onder te brengen. Eén spoor is absoluut noodzakelijk voor het registreren van hulp-informatie voor de bediening en het tekst-display. Er staan dus slechts acht kanalen ter beschikking voor het registreren van het digitale geluid. Dat betekent dat de digitale data-stroom die op een compact cassette kan worden opgenomen maximaal 8 x 100 = 800 kbit/s bedraagt.

Enorme data-reductie noodzakelijk
Om enige tolerantie toe te laten hebben de technici de maximaal beschikbare datastroom vastgesteld op 768 kbit/s. Maar daarvan heeft men de helft nodig voor de noodzakelijke foutcorrectie, de synchronisatiebits en een 8-naar-10 modulatieschema. Voor het registreren van het geluid blijft dus slechts 384 kbit/s over.
Dat is ongeveer vier keer minder dan de noodzakelijke 1,4 Mbit/s. Op de een of andere manier moet men dus een data-reductie met een factor vier verzinnen: dé grote uitdaging voor de ontwikkelaars van het DCC-systeem!

Data-reductie met het PASC-systeem

Inleiding
Het basisprincipe van de data-reductie die in DCC-spelers wordt toegepast heet ***"PASC"***. Dit is het letterwoord van *"Precision Adaptive Sub-band Coding"*. In het Nederlands te vertalen door "nauwkeurige aangepaste codering in sub-banden".
De data-reductie die door PASC wordt uitgevoerd zit enerzijds in een perceptieve benadering van het geluid en anderzijds in een aantal onschuldige maar zeer ingenieuze technische grapjes.

Perceptieve benadering van geluid
Gedurende de gehele evolutie van de elektronische geluidsregistratie, vanaf de ontwikkeling van de eerste grammofoon tot de introductie van de CD, heeft men er steeds naar gestreefd aan ***"werkelijkheids weergave"*** te doen. Het elektrische analoge signaal dat uit het apparaat kwam moest een zo getrouw mogelijke reproductie zijn van de geluidsgolven die ooit het membraan van de microfoon aan het trillen hadden gebracht. Men spreekt in dit verband van ***"perfecte representatie"***.
Maar die perfecte representatie kan bij DCC niet, vanwege de beperkte datastroom die men kan opslaan. Dus heeft men bij de ontwikkeling van het DCC-systeem voor een geheel nieuwe en revolutionaire aanpak gekozen. Geen ***"perfecte representatie"***, maar ***"perceptieve representatie"***. Het analoge elektrische signaal dat uit een DCC-speler komt is ***NIET*** een zo getrouw mogelijke weergave van de originele geluidstrillingen. Wat er wél uit komt is een signaal dat het menselijke gehoor de indruk geeft te luisteren naar dat wat ooit door de microfoon werd opgenomen.
Bij PASC staat dus het menselijke gehoor centraal en geen dorre en gevoelloze meetinstrumenten.
Dat is dan ook meteen het punt waar kritische luisteraars PASC reeds nu op aanvallen. Want wat is "het menselijke gehoor"? Dat kan niet in standaard formules worden beschreven, want ieder mens hoort ongetwijfeld anders. Toch doet PASC niets anders dan de karakteristieken van dat menselijke gehoor in wiskundige formules vatten en deze wiskundige formules met behulp van een zeer snelle signaalprocessor elektronisch op het geluid loslaten.

De PASC-principes voor data-reductie
De data-reductie volgens het PASC-systeem is gebaseerd op de onderstaande principes:

7.5 Achtergrond-informatie: PASC-reductie van digitaal geluid

- de drempelwaarde van het menselijke gehoor;
- het maskeereffect van het menselijke gehoor;
- adaptive bit allocation;
- middeling van het gemiddelde niveau;
- re-allocatie van de codes.

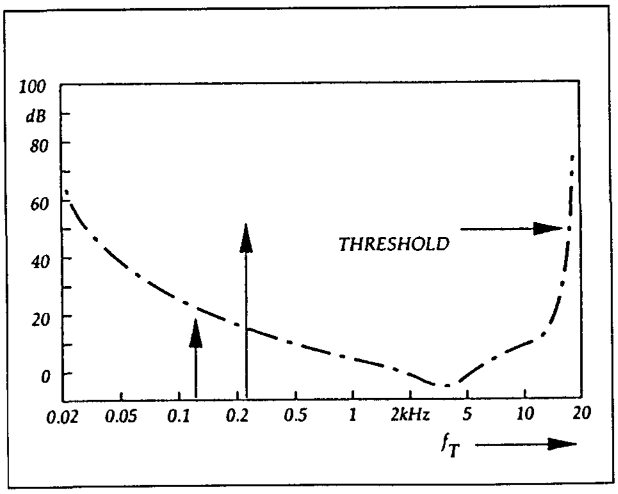
Deze principes zullen in de volgende paragrafen worden besproken.

De sample-frequentie

Maar eerst nog iets over de sample-frequentie. PASC werkt met een sample-frequentie van 48 kHz. Dat wil zeggen dat er per seconde 48.000 monstertjes worden genomen van het geluidssignaal en dat ieder monstertje wordt omgezet in een digitale code van 16 bit.
De sampling-frequentie ligt dus nog een stuk hoger dan deze die gebruikt wordt bij het CD-systeem of bij digitale radio!

De drempelwaarde van het menselijke gehoor

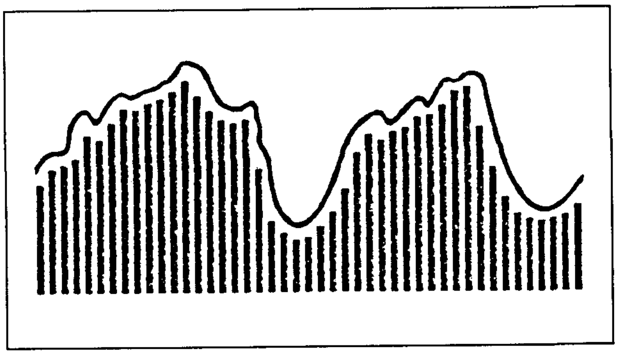
Het is reeds lang bekend dat het menselijke gehoor frequentie selectief gevoelig is. Dat betekent dat er een gehoorcurve kan worden opgesteld, die natuurlijk niets meer wil zijn dan een gemiddelde van duizenden luisteraars. Deze curve is getekend in figuur 14/7.5-1.



Figuur 14/7.5-1: De gehoorcurve van het menselijke gehoor.

Uit deze grafiek volgt dat het oor het gevoeligst is voor frequenties tussen 2 en 5 kHz. Naar beneden en naar boven neemt de gevoeligheid van het oor sterk af.
Men kan een zogenoemde "threshold" opstellen. Dat is een lijn die aangeeft waar, voor iedere frequentie, de drempelwaarde van het oor ligt. Geluiden die zwakker zijn dan deze drempelwaarde worden niet waargenomen! Volgens de verzinners van het PASC-principe is het dan ook onzin om dergelijke geluiden, die toch niet worden gehoord, digitaal te coderen. Zou PASC een signaal moeten digitaliseren dat bestaat uit twee sinussen met frequenties van 130 Hz en 210 Hz, zoals weergegeven in figuur 14/7.5-1 en zouden de amplitudes van deze twee signalen zich verhouden zoals getekend met de pijltjes, dan zou PASC het signaal van 130 Hz weglaten en niet digitaliseren.

Natuurlijk is dit principe niet zo eenvoudig in de praktijk te brengen. De drempelwaarde van het gehoor is immers geen statische waarde, maar werkt dynamisch. De drempel is namelijk afhankelijk van het gemiddelde geluidsniveau van het signaal. Vandaar dat PASC volledig dynamisch werkt en de drempelwaarde voor iedere frequentie steeds weer vergelijkt met het gemiddeld niveau van het signaal.



Figuur 14/7.5-2: De volledige analoge audioband wordt door de PASC-processor ingedeeld in 32 digitale sub-bandjes met een breedte van 600 Hz.

Invoeren van sub-banden van 600 Hz
In de praktijk is het uiteraard onmogelijk om dat vergelijkingsproces voor "iedere frequentie" uit te voeren. Vandaar wordt het audiobereik van 20 Hz tot 20 kHz in 32 sub-bandjes ingedeeld, die ieder 600 Hz breed zijn. Deze bandjes zijn, zie figuur 14/7.5-2, lineair over de frequentie-as verdeeld.

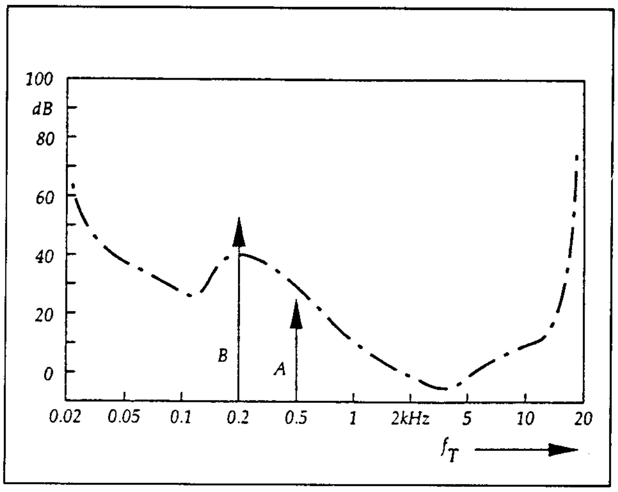
Traditionele analoge elektronici zullen zo hun bezwaren hebben tegen dergelijke scherpe filtertechnieken. Vergeet niet dat de amplitude-inhoud van al deze bandjes nadien, bij het weergeven van het signaal, weer netjes tot één brede audio-band gecombineerd moeten worden! Met analoge schakelingen is dit volstrekt onmogelijk zonder grote problemen te krijgen met fase- en looptijdverschuivingen. Met moderne digitale signaalbewerkingstechnieken is dit echter zonder kwaliteitsverlies mogelijk.

Nadien berekent de PASC-processor voor iedere sub-band de verhouding tussen gemiddeld signaalniveau en vast geprogrammeerde gehoordrempel voor deze band. Ligt de amplitude-inhoud van een sub-bandje onder de gehoordrempel, dan wordt de inhoud van dat bandje niet gecodeerd.

Het maskeereffect van het menselijke gehoor
Uit zeer uitgebreide luisterproeven is gebleken dat het menselijke gehoor een bepaald maskeereffect vertoont. Dit verschijnsel wordt toegelicht aan de hand van de grafiek in figuur 14/7.5-3.

Een sterk signaal kan een in frequentie vlakbij gelegen zwakker signaal maskeren. Dat wil zeggen dat het gehoor dat tweede signaal niet zal waarnemen, ondanks dat de amplitude ervan in principe boven de gehoordrempel ligt. Het lijkt erop alsof het sterke signaal tijdelijk een plaatselijke vervorming van de threshold-curve veroorzaakt, waardoor alle frequenties in de omgeving van het sterke signaal opeens minder hoorbaar worden.

Een tweede maskeereffect ontstaat in de tijd. Als een zacht geluid een paar milliseconde eerder door een hard geluid is voorafgegaan zal het zachte geluid niet waarneembaar zijn. Het lijkt er op alsof het harde geluid ons gehoor eventjes verdooft.

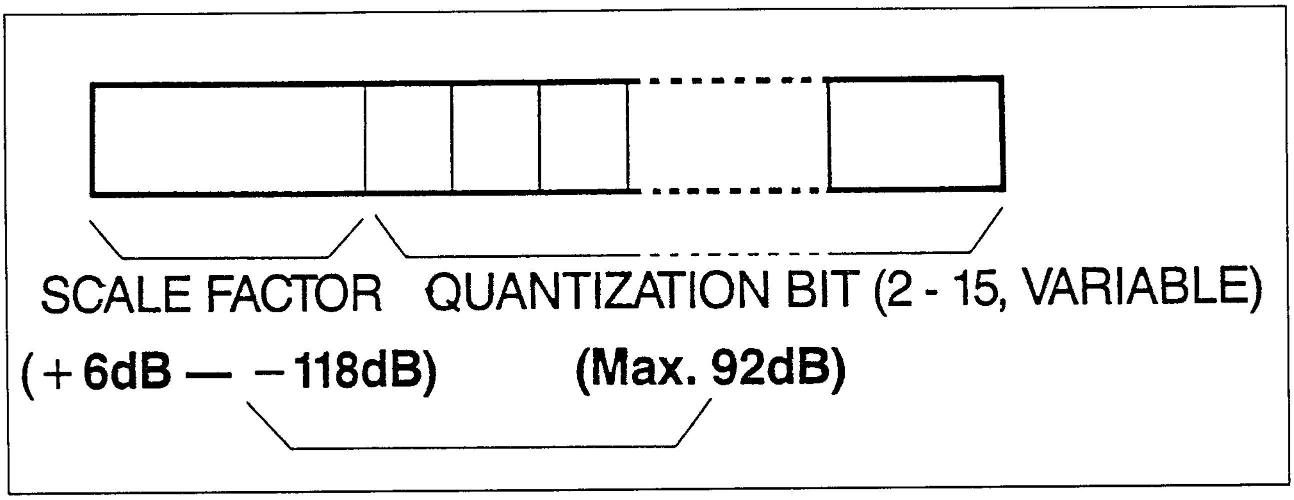


Figuur 14/7.5-3: Het maskeereffect van het menselijke gehoor.

De PASC-processor houdt rekening met deze twee maskeereffecten. De elektronica voert een continue analyse uit van het amplitudeverloop in ieder van de 32 sub-bandjes, vergelijkt de gegevens van een subband met de analyses van de aangrenzende sub-bandjes en analyseert bovendien het amplitudeverloop in functie van de tijd. Aan de hand van al deze gegevens besluit de processor welke signalen wel en welke signalen niet verder worden verwerkt.
Dank zij deze zeer intelligente werkwijze zorgt de PASC-processor er toch voor dat de subtiele klank van een triangel niet wordt gemaskeerd door een paukslag. De frequenties van beide instrumenten liggen immers zo ver uit elkaar dat deze niet in aangrenzende sub-bandjes liggen en dus niet voldoen aan de PASC-criteria voor maskering.

Adaptive bit allocation
De volgende stap is dat alles dat boven de gehoor- en maskeerdrempels ligt digitaal verwerkt moet worden.

7.5 Achtergrond-informatie: PASC-reductie van digitaal geluid



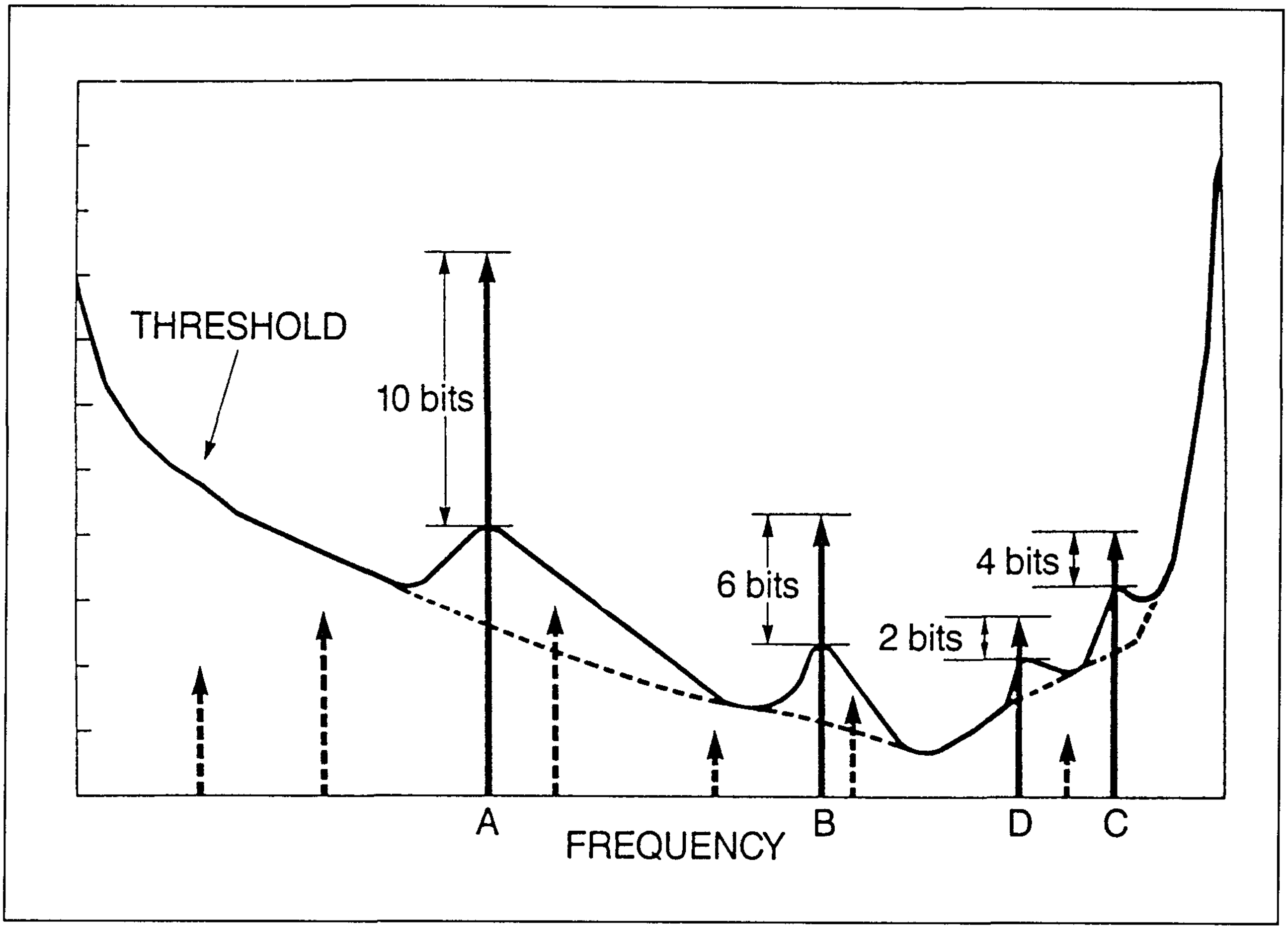
Figuur 14/7.5-4: De bitstructuur van de PASC-codering van één monster.

De bestaande systemen CD en DAT gebruiken hiervoor een zogenoemde ***"lineaire quantisering"***. Ieder monster wordt standaard omgezet in een 16 bit brede digitale code. Ieder monster bevat dus even veel geluidsbits.
PASC werkt met een zogenoemde ***"floating point quantisering"***. Voor ieder monster staan in principe 19 bits ter beschikking. In principe, omdat ook dit een dynamisch proces is en PASC alleen zoveel bits aan een monster toewijst als nodig voor het quantiseren van het monster. Voor het ene monster kan dat noodzakelijke aantal bits inderdaad 19 bedragen, voor een volgend monster kan het echter best zijn dat 4 bits volstaan.

De 19 bits worden ingedeeld in twee groepen. Zes bits bepalen een zogenoemde schaalfactor, de overige 15 bits staan ter beschikking voor de quantisering van het monster.
Dit wordt toegelicht in figuur 14/7.5-5. De 6 bits voor de schaalfactor noemt men ook wel eens de exponent van de code, de 15 bits voor de quantisering de mantisse.
Aan de hand van deze maximale ruimte voor het quantiseren van een monster berekent Philips de maximale theoretische signaal/ruis-afstand van het DCC-systeem als -92 dB. Maar dank zij de later te bespreken dynamische manier waarop met deze 19 bits wordt omgesprongen zou men kunnen stellen dat de praktische signaal/ruis-afstand gelijk is aan -108 dB. Deze waarde ligt niet minder dan 10 dB boven de 98 dB die het CD-systeem te bieden heeft!

Zoals gezegd worden de 6 + 15 bits dynamisch toegekend. Hoe dat gaat is toegelicht in figuur 14/7.5-5. In deze figuur worden tien monsters beschouwd, die in tien verschillende sub-bandjes liggen. De gestippeld getekende monsters worden niet gequantiseerd, omdat zij onder de drempels van het gehoor liggen. Blijven dus over de monsters A, B, C en D.
De PASC-processor vindt het niet noodzakelijk om de totale amplitude van deze monsters te quantiseren. Het gedeelte van de amplitude dat onder de threshold-curve ligt kan in één keer gedefinieerd worden door een schaalfactor in te voeren. Deze schaalfactor houdt dus rekening met de absolute amplitude van het signaal. De waarde van de schaalfactor wordt opgeslagen in de zes eerste bits. Nadien codeert PASC alleen dat deel van de amplitude dat boven de gehoordrempel ligt. Bovendien kijkt het systeem naar de grootte van deze amplitudes. Signaal D zit bijvoorbeeld maar iets boven de gehoordrempel uit en het zou zonde zijn om deze kleine amplitude in 15 bits te digitaliseren. Dat kan net zo goed met slechts 2 bits.

7.5 Achtergrond-informatie: PASC-reductie van digitaal geluid

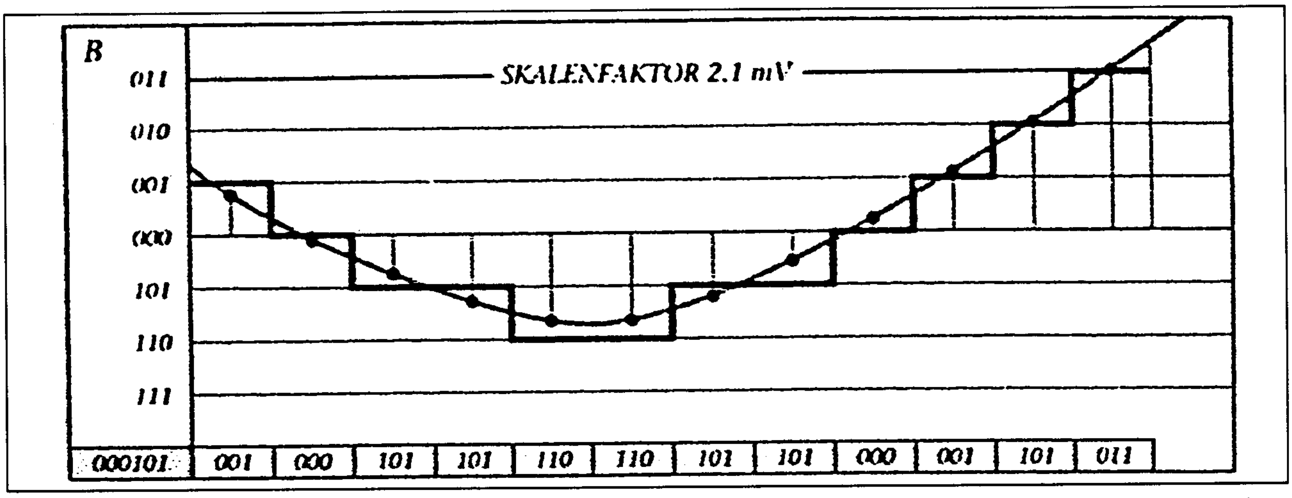


Figuur 14/7.5-5: De adaptieve bit toekenning aan diverse monsters bij het PASC-systeem.

De te quantiseren amplitude van signaal A is echter groot en PASC stelt daarvoor dan ook 10 bits ter beschikking.
Zo zal het dus maar zelden voorkomen dat PASC de toegestane 15 bits nodig heeft om een amplitude te quantiseren, hetgeen een aanzienlijke code-reductie tot gevolg heeft.

Middeling van het gemiddelde niveau
Een verdere data-reductie wordt bereikt door de digitale codes van twaalf opeenvolgende monsters in een zogenoemd ***"PASC-raam"*** samen te voegen. Onderzoeken hebben uitgewezen dat de gemiddelde waarde van een geluidssignaal, vergeleken met de samplingfrequentie van 48 kHz, maar zeer langzaam varieert. Dat wil zeggen dat de opeenvolgende samples meestal dezelfde waarde voor de schaalfactor hebben. Het is dus niet noodzakelijk deze waarde in de code van ieder monster te verwerken! Vandaar dat PASC de gemiddelde signaalwaarde over een periode van 12 samples berekent en deze eenmalig in een digitale schaalfactor onderbrengt. Nadien volstaat het voor deze 12 monsters alleen de waarden van de quantisaties in de code op te nemen.
Dit principe wordt in figuur 14/7.5-6 toegelicht aan de hand van een voorbeeld. Het analoge signaal schommelt in dit voorbeeld rond een gemiddelde waarde van 2,1 mV. PASC berekent deze waarde en stelt de schaal-factor voor deze 12 monsters vast op "000101". Nadien berekent PASC de amplitude-afwijking van ieder monster ten opzichte van de gemiddelde waarde van 2,1 mV. Duidelijk blijkt dat de momentele waarde erg weinig varieert.

7.5 Achtergrond-informatie: PASC-reductie van digitaal geluid



Figuur 14/7.5-6: Door de schaalfactor vast te stellen voor twaalf opeenvolgende monsters wordt een verdere aanzienlijke data-reductie bereikt.

Er zijn steeds slechts 3 bits noodzakelijk om het amplitudeverloop ten opzichte van de schaalfactor te definiëren.
Voor het volledig definiëren van deze 12 monsters heeft PASC dus slechts
6 + (12 x 3) = 42
bits nodig, heel wat minder dan de
2 x 16 = 192
bits die een systeem met lineaire quantisering er voor nodig heeft!

Re-allocatie van de codes

Een van de eigenschappen van geluid is dat de frequentiesamenstelling voortdurend varieert. Het zal niet vaak voorkomen dat er een monster genomen wordt, waarbij alle 32 sub-bandjes gevuld zijn. Integendeel, bij de meeste monsters zal het gebeuren dat diverse sub-bandjes geen informatie boven de gehoor- en maskeerdrempels bevatten.
Het zou nu niet efficiënt zijn om in de uiteindelijke digitale code van het monster ruimte te reserveren voor het opslaan van subcodes van sub-bandjes die toch leeg zijn.
Vandaar dat PASC alweer zeer dynamisch de uiteindelijke code toewijst. Dit wordt ***"re-allocatie"*** genoemd. PASC verdeelt lange quantiserings-codes mede over de lege subbandjes, waardoor de uiteindelijke code veel minder ruimte in beslag neemt.

Natuurlijk is het dat wel noodzakelijk de quantiseringscode aan te vullen met een vorm van adrescodering. Anders zou de PASC-processor in de ontvanger bij het herwinnen van het analoge signaal uiteraard niet weten waar alle gegevens van een monster zitten.

Conclusie

Gemiddeld heeft het PASC-systeem slechts 4 bits nodig voor het digitaliseren van een monster. Toch wordt hiermee dezelfde resolutie bereikt als met een traditionele lineaire quantisering die uit 16 bits bestaat!
Omdat uiteraard met stereo gewerkt moet worden, bestaat ieder monster gemiddeld uit 8 bits. Dit betekent dus een data-reductie van 32 naar 8 bits en men kan besluiten dat het de technici inderdaad gelukt is om de noodzakelijke data-reductie met een factor vier in de praktijk te brengen.

De samenstelling van de PASC-code

Groeperen in bytes

De PASC-codering zet het audio-signaal in groepjes van 8 bits, die geen platte digitale

7.5 Achtergrond-informatie: PASC-reductie van digitaal geluid

representatie van het amplitudeverloop van monster tot monster zijn. Die bytes moeten eerder gezien worden als een zich voortdurend dynamisch ontwikkelende puzzel, die bij de herwinning van het analoge signaal moet worden opgelost door de PASC-processor. Wie nu denkt dat die PASC-processor een super-intelligente processor moet zijn, heeft het mis. Het unieke van de PASC-codering is dat de decodeersleutel niet in de elektronica zit, maar volledig in de PASC-code verweven zit. De sleutel, die van byte tot byte varieert, maakt aan de PASC-processor duidelijk wat er voor iedere herwinning van een monster moet worden gedaan, waar de sub-codes liggen, wat de gemiddelde signaalwaarde is en hoe uit de mantissen de 16 bit code van het geluidsmonster kan worden samengesteld.

Aanvullingen op de audio-code

De beschreven digitale codering van de audio-kanalen is slechts het allereerste deel van de totale digitale codering van de PASC-reductie, zoals dat in het DCC-systeem wordt toegepast.
Uit de CD-technologie was al bekend dat het digitaal registreren van audio-codes op een medium zonder foutcorrectie systemen een onhaalbare kaart is. Het volstaat immers om één bitje fout uit te lezen om een enorm amplitudeverschil in het herwonnen analoge signaal te doen ontstaan.
Bovendien moet de code nog eens worden aangevuld met de sub-code voor de "Control & Display"-functies op het negende hulpspoortje.
Tot slot moet men de code, net zoals bij de CD-technologie, omzetten in een ander formaat (zie hoofdstuk 14/7-4). Was dat bij de CD de "Eight to Fourteen Modulation" (EFM), bij het PASC-systeem heeft men gekozen voor ETM, afkorting voor "Eight to Ten Modulation".

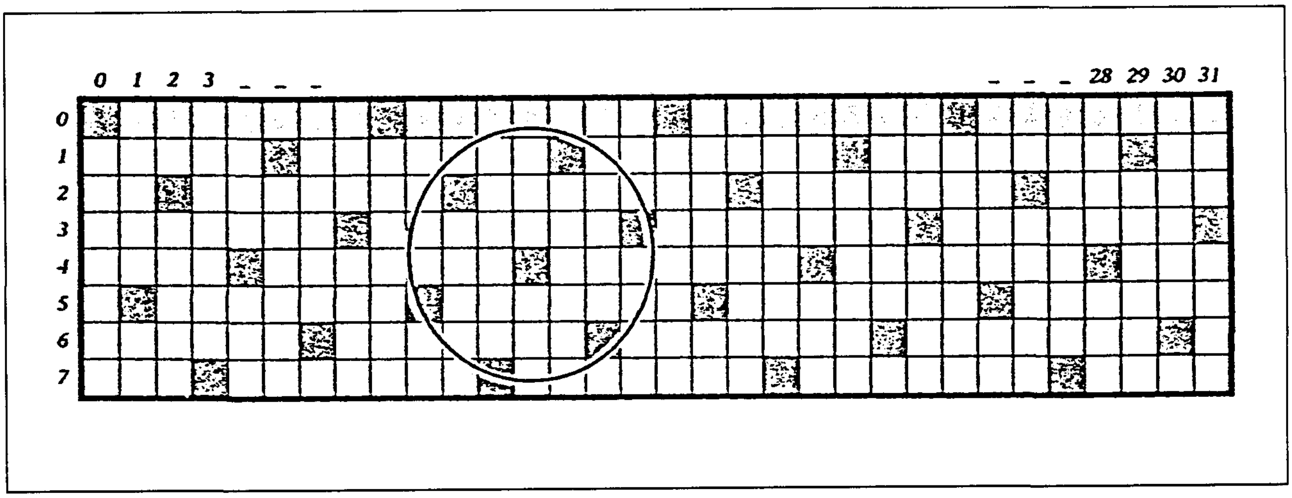
De sub-code voor C&D

De sub-code voor "Control & Display" bevat op de eerste plaats de noodzakelijke besturingscodes om snel naar het begin van een nummer te spoelen en alle bedieningshandelingen even comfortabel uit te voeren als bij een CD-speler.
Belangrijke data in deze sub-code zijn:
- ***"ID-markers"*** die door middel van "soft-editting" toelaten te starten en te stoppen op een bepaald punt van de band.
- Een ***"HOME-marker"*** die het einde van een opname aangeeft, zodat het apparaat automatisch de auto-reverse kan inschakelen voor het einde van de band in bereikt.
- Een ***"Renumber"***-faciliteit waarmee men de nummering van de liedjes op een cassette kan veranderen, waardoor deze ook in een andere volgorde worden afgespeeld. Dat kan ook bij CD, maar daar moet de codering in een geheugen in de speler worden opgeslagen en deze heeft uiteraard een beperkte omvang. Bij DCC worden de nummercodes op de tape zélf vastgelegd.

In de sub-code is echter bovendien nog eens plaats voor het versturen van 400 letters per seconde.
Hiermee kunnen, afhankelijk van het zogenoemde ***"level"*** van het DCC-apparaat:
- alleen de titels van de nummers;
- alleen de naam van de componist plus de titel van het nummer;
- volledige songteksten;

op een alfanumeriek display worden weergegeven.
Het eerste level is op alle DCC-apparatuur aanwezig en ook beschikbaar op alle cassettes. Dit level beschikt over één regel met twaalf karakters voor bijvoorbeeld titel en componist. Het tweede level beschikt over twee regels met ieder veertig karakters en het derde level zal, in de toekomst, 21 regels met ieder 40 karakters kunnen vullen. Dat betekent dus dat men de beschikking krijgt over een vol computerscherm met gegevens!
Zoals reeds geschreven staat voor al deze gegevens slechts één spoor op de band ter beschikking.

7.5 Achtergrond-informatie: PASC-reductie van digitaal geluid



Figuur 14/7.5-7: De verhusseling van de data-bits op de acht sporen van de band als gevolg van de Reed-Solomon foutcorrectie.

Dit is het zogenoemde negende "auxiliary track". Het is niet mogelijk de gegevens op dit spoor te beschermen met behulp van een uitgebreide foutherkenning.
Vandaar wordt de bitrate op dit spoor teruggebracht tot een veilige 12 kbit/s.

De fout-correctie

Voor het principe van de fout-correctie grijpt men terug op de ook in de CD-technologie toegepaste "Reed-Solomon"-codering.
Voor details over deze techniek wordt verwezen naar hoofdstuk 14/7.3.
In het kort komt het er op neer dat de audiobytes door elkaar gehusseld worden en nadien op verschillende sporen en plaatsen van de tape worden opgenomen. Op deze manier zal een "drop-out" steeds maar delen van diverse audio-bytes beschadigen. Uit de restanten van de codes kan de decodeerelektronica toch nog de oorspronkelijke codes terug winnen.
Een en ander wordt schematisch toegelicht aan de hand van figuur 14/7.5-7. Daar is een stukje van de band getekend. De cirkel stelt een drop-out voor, een stuk tape dat niet uitgelezen kan worden omdat een stofje aan de band plakt of omdat de magnetische laag plaatselijk beschadigd is.
Door het door elkaar husselen van de audiobytes zowel in de horizontale richting (verschillende plekken) als in vertikale richting (verschillende sporen) zal zo'n drop-out steeds maar bepaalde bits van de data-bytes verkeerd uitlezen. Door intelligente detectietechnieken kan de PASC-processor de foute bytes opsporen en corrigeren.

De "CIRC" (Cross Interleaved Reed-Solomon Code) die bij het PASC-systeem wordt toegepast is in staat beschadigde plekken op de band die 1,45 mm lang zijn volledig te corrigeren.

Op de gegevens in het "auxiliary track" wordt ook een beperkte vorm van foutcorrectie toegepast. Er wordt gebruik gemaakt van "SRSC", afkorting van "Single Reed-Solomon Code". Deze beperkte foutherkenning is toch in staat zes foutieve bits in een blok te corrigeren.

ETM, Eight to Ten Modulation

De basisgegevens van het PASC-systeem bestaan uit bytes van acht bit. Nu komen in de in totaal 256 code-combinaties die daarmee samengesteld kunnen worden vaak twee hoge of twee lage bytes achter elkaar voor. Dit geeft problemen bij het registreren van de digitale gegevens op de band. Dat probleem kan opgelost worden door een code-conversie in te voeren, waarbij de 8 bits

worden omgezet in een nieuwe code die 10 bit lang is.

De PASC-processor in een blokschema

De PASC-processor in de DCC-speler

Op dit moment wordt de PASC-technologie nog slechts alleen toegepast in de door Philips ontwikkelde "Digital Compact Cassette" DCC. In het blokschema van een dergelijk apparaat neemt de PASC-processor een zeer belangrijke plaats in.
In figuur 14/7.5-8 is het blokschema getekend van de digitale signaalverwerking in een DCC-speler.

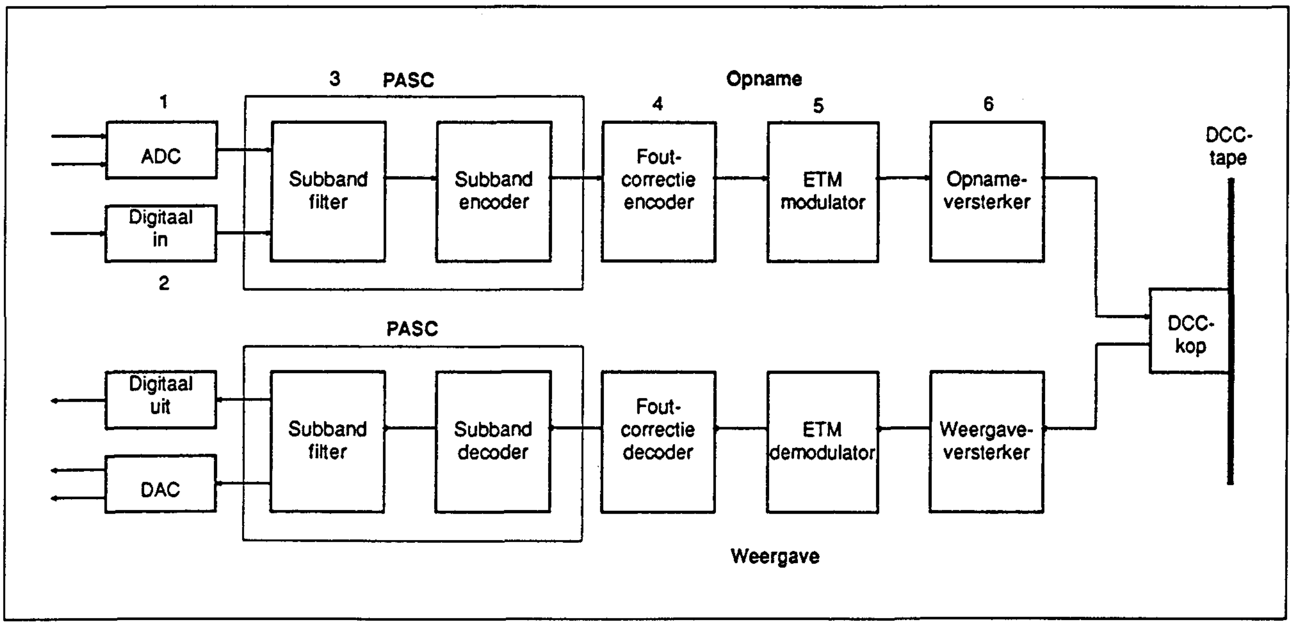
Het opnemen van de PASC-code

Het analoge signaal dat moet worden opgenomen moet uiteraard eerst in een normale 16 bit brede digitale stroom worden omgezet. Maar al te vaak wordt vergeten dat de beschreven reductie-technieken volledig digitaal werken en dus uit niets meer dan wiskundige bewerkingen bestaan, die op de codes worden uitgevoerd!

Voor het quantiseren van het analoge signaal worden traditionele 16 bit brede analoog naar digitaal omzetters toegepast.

De 16 bit brede monsters worden nadien aangeboden aan de PASC-processor. Hoewel gesproken wordt van "processor" is de gehele PASC-elektronica op dit moment nog niet beschikbaar onder de vorm van één IC. Maar ongetwijfeld zal dat niet lang meer duren. Dezelfde evolutie kent men van de CD-technologie, waar tegenwoordig alle signaalbewerkingen door maar twee IC's worden uitgevoerd.
In de PASC-processor worden eerst de amplitude-inhouden van de 32 sub-bandjes berekend in het "Sub-band filter". In dit filter worden de signalen die onder de gehoorgrens liggen al uitgefilterd.

Uit dit filter komen 32 digitale signalen die nog maar de helft van de originele data bevatten. In de "Sub-band encoder" worden vervolgens de maskeertechnieken op de signalen uitgevoerd en worden de data zo efficiënt mogelijk over de sub-bandjes verdeeld. Na de PASC-codering volgen de "CIRC" en de "ETM".



Figuur 14/7.5-8: Het blokschema van de digitale signaalverwerking in een DCC-speler.

7.5 Achtergrond-informatie: PASC-reductie van digitaal geluid

De volledig gecodeerde datastroom wordt vervolgens aangeboden aan de opnameversterkers, die de signalen geschikt maken voor het sturen van de schrijfkoppen.

Een wezenlijk verschil met de analoge techniek is dat er bij DCC geen gebruik wordt gemaakt van wiskoppen. De nieuwe gegevens worden over de oude data heen geschreven. Dat kan zonder bezwaar omdat een eventuele vervorming van het digitale signaal door restanten van de oude code geen invloed heeft op de leesbaarheid van de digitale informatie.

De weergave van de PASC-codering

Bij de weergave wordt het elektronische systeem in de omgekeerde volgorde doorlopen. De digitale pulsen die de weergaveversterker levert worden in de "ETM-demodulator" omgezet in 8 bit brede gegevens. Deze gaan naar de "CIRC-decoder" waar de verhusselde gegevens weer worden verzameld en eventuele fouten in de bytes zo goed mogelijk worden gecorrigeerd.
Nadien gaan de 32 digitale signalen naar de "Sub-band decoder" van de PASC-processor. Hierin vindt de amplitude-synthese plaats, waardoor alle monsters weer hun originele signaalsterkte krijgen. Het "Sub-band filter" voegt de 32 data-stroompjes weer samen tot een 16 bit brede code, die de auditieve representatie vormt van de originele code.
Deze datamonsters gaan nadien naar een 16 bit brede DAC, waar de gegevens weer worden omgezet in een normale analoge spanning.

7.5 Achtergrond-informatie: PASC-reductie van digitaal geluid

14/7.10

DAC's voor CD-, DAT-, DCC- en MD-spelers

Inhoud

AD 1865	2 x 18 bit serie	16 x oversampling
AD 1868	2 x 18 bit serie	8 x oversampling
SAA 7322	2 x bit-stream	256 x oversampling
SAA 7323	2 x bit-stream	256 x oversampling
SAA 7350	2 x bit-stream	384 x oversampling
SAA 7351	2 x bit-stream	384 x oversampling

14/7.10.1

Achtergrond-informatie

Inleiding

Vijf systemen

Voor het terug winnen van de analoge audio-informatie uit de seriële data-stroom die op het CD-, DAT-, MD- of DCC-medium is opgenomen worden vijf principes toegepast:

- real DAC;
- real cascaded DAC;
- oversampling DAC;
- floating DAC;
- bitstream DAC.

Deze principes zijn voornamelijk ontwikkeld om de beperkingen van de traditionele DAC's te compenseren. Alvorens dus deze vijf principes in het kort besproken worden, moet eerst iets geschreven worden over de typische problemen die ontstaan als men een 16 bit brede digitale code wil omzetten in een analoge spanning.

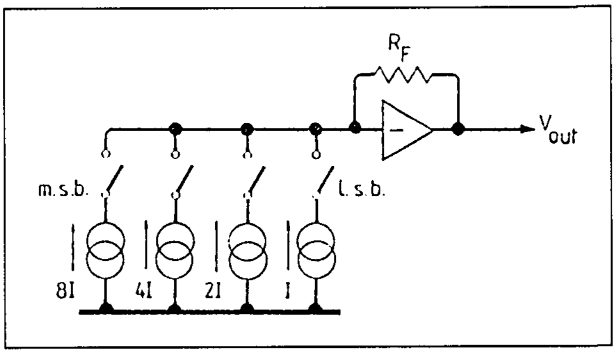
De traditionele DAC

Geïntegreerde digitaal naar analoog omzetters bestonden uiteraard reeds lang voordat er sprake was van een verschijnsel dat "digitaal geluid" zou gaan heten. Deze DAC's werden in de meet- en regeltechniek gebruikt voor het omzetten van digitale woorden in analoge spanningen.

De resolutie van deze schakelingen ging van 4 tot 10 bit.

Het ligt voor de hand dat de ontwerpers van het CD-systeem (het eerste digitale audiosysteem) in eerste instantie hebben voort geborduurd op de bestaande en tamelijk vertrouwde schakelingen waarmee deze traditionele DAC's werkten.

In figuur 14/7.10.1-1 is het basisprincipe van een traditionele 4 bit brede geïntegreerde DAC getekend.



Figuur 14/7.10.1-1: Het basisschema van een traditionele 4 bit brede DAC.

De schakeling bestaat uit vier stroombronnen, die zeer constante stromen genereren die een zeer nauwkeurige onderlinge verhouding hebben van 1/2/4/8. Deze stromen vloeien via elektronische schakelaars MSB tot en met LSB naar de ingang van een stroom naar spanning omzetter. Deze schakeling is op de bekende manier samengesteld uit een operationele versterker met een terugkoppelingsweerstand R_F. De schakelaars worden bediend door de vier bits van de digitale ingangscode. Als een bit "H" is sluit de schakelaar. Als de code "L-L-L-L" (van MSB naar LSB) is zullen alle schakelaars open staan en vloeit er geen stroom naar de ingang van de op-amp. De uitgangsspanning is nul. Als de code wordt verhoogd tot "L-L-L-H" zal de LSB-schakelaar sluiten. Er vloeit nu een stroom I naar de ingang van

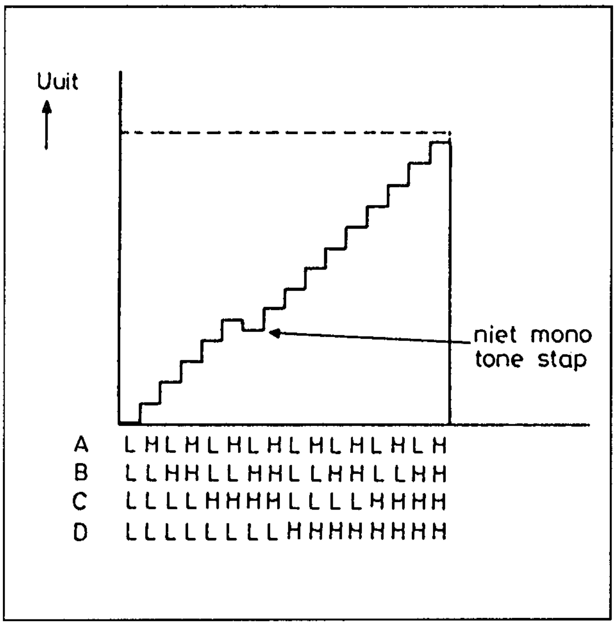
7.10.1 Achtergrond-informatie

de op-amp. Deze stroom wordt omgezet in een spanning ΔU. Als de digitale code wordt opgehoogd tot "L-L-H-L" zal de tweede schakelaar sluiten en de eerste weer openen. Er vloeit nu een stroom 2.I naar de op-amp, het gevolg is dat op de uitgang een spanning ontstaat van 2.ΔU.
Men kan dus besluiten dat als men de code op de digitale ingangen stapsgewijs verhoogt van "L-L-L-L" naar "H-H-H-H" er op de uitgang van de DAC een trapvormig verlopende spanning ontstaat, waarvan iedere stap ΔU groter is dan de vorige.

Begrenzingen van de traditionele DAC
De besproken schakeling werkt uitstekend voor resoluties tot 12 bit en bij lage snelheden. Het CD-systeem werkt echter met 16 bit en bovendien met een tamelijk hoge snelheid. De traditionele DAC laat het onder deze omstandigheden volledig afweten!
Er zijn twee problemen, namelijk:
- de nauwkeurigheid van de stroomverhouding van de stroombronnen;
- de schakelsnelheid van de stroombronnen en elektronische schakelaars.

De nauwkeurigheid van de stromen
Zoals geschreven ontstaat op de uitgang van een DAC een trapvormige spanning als aan de ingang alle mogelijke codecombinaties van het digitale woord in de logische volgorde worden doorlopen. Het zal duidelijk zijn dat iedere trap alleen precies ΔU groter is dan de vorige als de onderlinge verhouding van de stromen die de stroombronnen genereren klopt. Als een van de stroombronnen een te grote tolerantie heeft, dan ontstaat een verschijnsel dat men "niet-monotonie" noemt. Dit wordt toegelicht aan de hand van figuur 14/7.10.1-2.

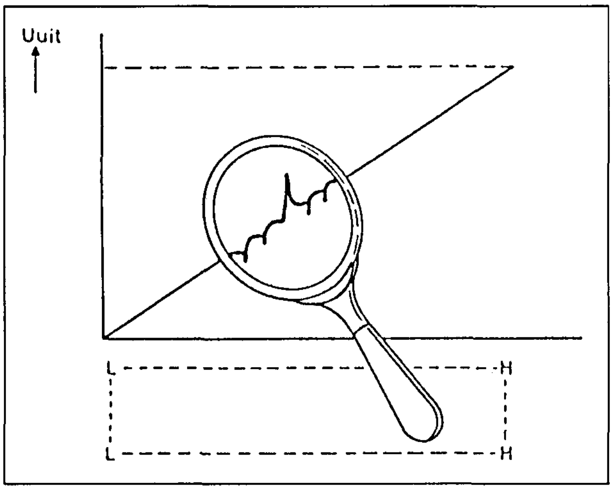
Bij bepaalde codewisselingen zal de analoge uitgangsspanning niet met de verwachte waarde ΔU toenemen, maar met een grotere of kleinere waarde. In extreme gevallen kan dit er zelfs toe leiden dat de reële uitgangsspanning in een gebied komt te liggen dat in feite voorbehouden is aan een andere digitale code op de ingangen. In dat geval is sprake van niet-monotoon gedrag van de DAC. Dit niet-monotone verschijnsel veroorzaakt een grote vervorming op het analoge uitgangssignaal.



Figuur 14/7.10.1-2: Het verschijnsel "niet-monotonie" grafisch toegelicht.

Bij een DAC met 16 bit, noodzakelijk voor digitale audio, bestaat er een stroomverhouding van $1/2^{15}$ of 1/32.768 tussen de stroombron van de LSB en deze van de MSB! Dat betekent dat de stroombron van het MSB een nauwkeurigheid van minstens 100/32.768 = 0,003 % moet hebben! Dit noemt men de "beter dan 1 LSB nauwkeurigheids-eis van het MSB". Is deze nauwkeurigheid kleiner, dan werkt de DAC in ieder geval niet-monotoon en zal de stroom van het LSB volledig verdrinken in de onnauwkeurigheid van de stroom van het MSB. Ook voor de MSB-1 en MSB-2 bits gelden zeer hoge nauwkeurigheids-eisen!
Het zal duidelijk zijn dat het fabriceren van een stroombron met een tolerantie van 0,003 % onmogelijk is, zeker als men deze tolerantie ook over een tamelijk groot tempe-

ratuurbereik moet handhaven en de schakeling bovendien niet te duur mag worden vanwege de inbouw in een massaproduct als een CD-speler!
Vandaar dat DAC's voor digitale audio op een andere manier worden gemaakt dat de traditionele DAC's die in de regeltechniek worden toegepast. Vandaar dan ook, dat DAC's die speciaal voor toepassing bij digitaal geluid zijn ontworpen ook als dusdanig door de fabrikanten worden aangekondigd!



Figuur 14/7.10.1-3: Het ontstaan van "spikes" bij het overschakelen van de ene digitale code naar de andere.

De schakelsnelheid van de stroombronnen

Bij digitale audio-systemen leveren de digitale schakelingen gemiddeld 44.100 keer per seconde 2 x 16 bit brede woorden aan de ingangen van de digitaal naar analoog omzetters. De DAC's moeten dus redelijk snel werken. Nu duurt het uiteraard een bepaalde tijd, de conversietijd genoemd, alvorens alle elektronische schakelaars in de DAC zich hebben gesloten of geopend en alvorens de actieve stroombronnen zich hebben gestabiliseerd. Gedurende deze conversietijd zal de uitgangsspanning van de DAC onvoorspelbaar zijn. In de praktijk ontstaan tijdens de codewisseling zogenoemde "spikes" of "glitches" op de analoge uitgangsspanning, korte piekspanningen met ongedefinieerde grootte en polariteit. Dit verschijnsel wordt grafisch toegelicht aan de hand van figuur 14/7.10.1-3.
Deze "spikes" veroorzaken een niet onaanzienlijke vervorming op het analoge uitgangssignaal van het systeem. Dit verschijnsel is een van de redenen waarom het absoluut noodzakelijk is filters na de DAC op te nemen.
Een van de taken van dit filter is het verzwakken van deze "spikes" die voornamelijk uit hogere harmonischen bestaan.

Speciale technieken voor audio-DAC's

Inleiding

Om deze twee fundamentele problemen op te lossen zijn er speciale technieken ontwikkeld voor audio-DAC's:
- dynamic element matching DAC;
- integrator DAC;
- noise-shaping DAC;
- puls wide modulation DAC;
- bitstream DAC.

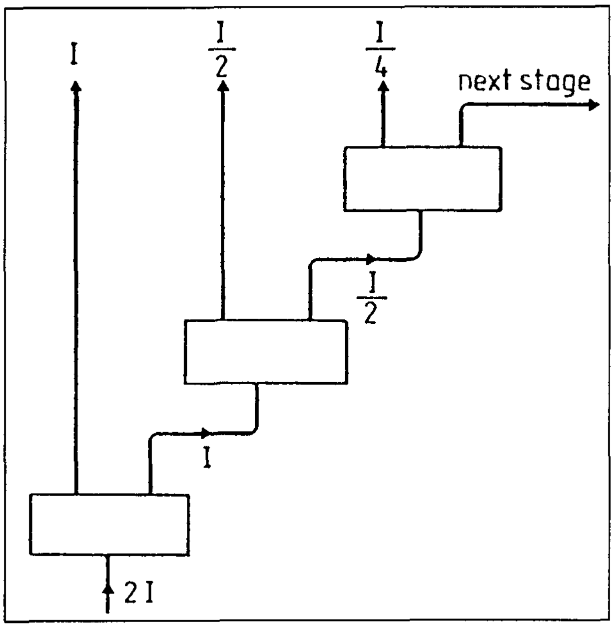
Dynamic element matching DAC

Het principe van DEM is reeds behandeld in hoofdstuk 12/7.1, maar wordt hier voor de volledigheid in het kort herhaald.
Het zal duidelijk zijn dat niet de absolute waarde van de stromen belangrijk is, maar hun onderlinge verhouding. Men hoeft dus niet 16 verschillende stroombronnen te gebruiken, maar kan volstaan met één, waarvan de uitgangsstroom door speciale schakelingen steeds door twee gedeeld wordt.
Dit principe is toegelicht in figuur 14/7.10.1-4.

Een stroombron I levert een stroom aan twee identieke weerstanden R. Natuurlijk zijn deze weerstanden niet echt identiek, omdat deze onderdelen ieder geteisterd worden door een bepaalde tolerantie ΔR. De stroom I van de stroombron zal dus omgekeerd evenredig

7.10.1 Achtergrond-informatie

met de reële waarde van de weerstanden over beide ketens verdeeld worden.
De twee niet gelijke stromen die door de weerstanden vloeien worden door middel van twee elektronische schakelaars snel heen en weer geschakeld tussen de twee uitgangen van de schakeling. Dat heen en weer schakelen moet met een duty-cycle van precies 50 % gebeuren. Technisch is dat geen probleem omdat men de schakelaars kan sturen uit de uitgangen van een geclockte type-JK flip-flop, die een mooie symmetrische uitgangspuls levert.
Het zal nu duidelijk zijn dat de gemiddelde stromen die naar de twee uitgangen vloeien precies aan elkaar gelijk zijn. De linker stroom bestaan immers voor 50 % uit de stroom die door de linker weerstand geleverd wordt en voor 50 % uit de stroom die door de rechter weerstand geleverd wordt. Voor de rechter uitgang geldt precies hetzelfde.
Het volstaat de twee stromen door middel van volledig onkritische condensatoren de middelen om twee gelijkstromen te verkrijgen die binnen de nauwste grenzen aan elkaar gelijk zijn.



Figuur 14/7.10.1-4: Het principe van dynamic element matching, waarbij slechts één stroombron noodzakelijk is.

Het probleem is verlegd naar het openen en sluiten van elektronische schakelaars met een duty-cycle van precies 50 %. Een digitaal probleem dat zonder moeilijkheden is op te lossen!
Met één DEM-schakeling kan men een stroom I omzetten in twee stromen I/2. Door diverse identieke schakelingen te cascaderen kan men uit de ene basisstroombron I stromen van I/2, I/4, I/8, enzoverder afleiden.

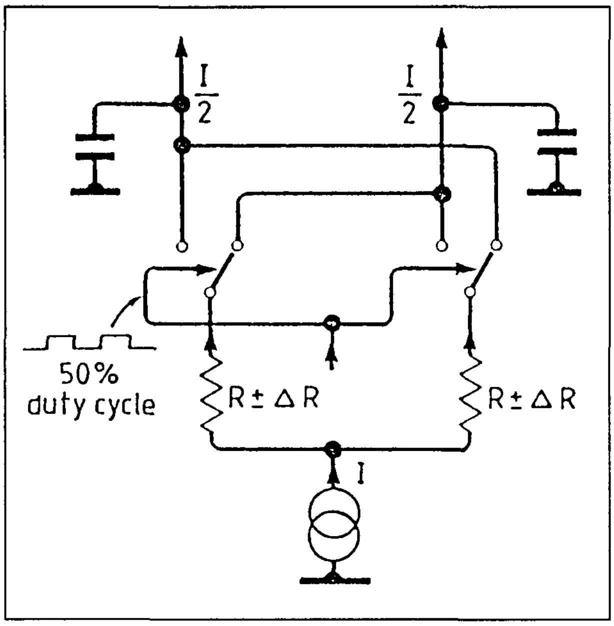
De praktische vertaling van DEM is getekend in figuur 14/7.10.1-5.

Groot voordeel van het DEM-principe is dat de schakeling niet moet worden afgeregeld, omdat de reële waarde van de stroom van de stroombron immers niet belangrijk is.

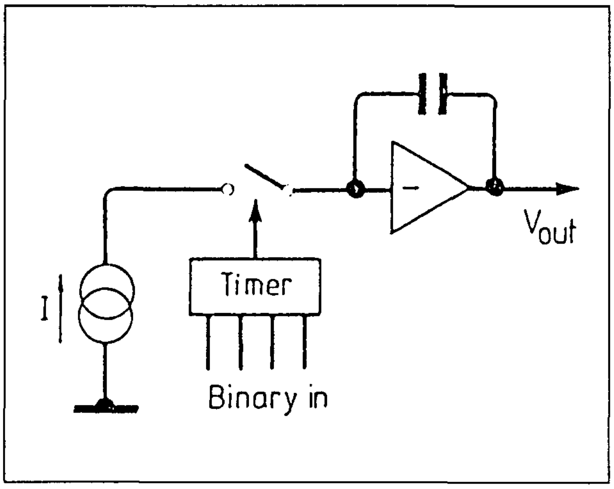
De integrator-DAC
Ook bij dit systeem wordt uitgegaan van één stroombron. Het basisprincipe van de "integrator DAC", voor de eenvoud toegepast op een 4 bit systeem, is getekend in figuur 14/7.10.1-6.
De stroombron I is via een elektronische schakelaar aangesloten op een integrator. De uitgangsspanning van de schakeling zal dus een lineair stijgende gelijkspanning zijn waarvan de stijgtijd evenredig is met de grootte van de constante stroom.
De binaire code op de ingangen wordt door een timer omgezet in een eenmalige pulstrein. Het aantal pulsjes in deze spanning is gelijk aan het binaire gewicht van de samenstelling van de digitale code. Als de code "L-L-L-L" is, dan levert de timer geen pulsjes. Is de code gelijk aan "L-L-L-H", dan zal de timer één smal pulsje leveren dat de schakelaar even sluit. Is de code gelijk aan "H-H-H-H" dan levert de timer een pulstrein die is samengesteld uit 15 pulsjes. De integrator zorgt ervoor dat de uitgangsspanning recht evenredig is met het aantal pulsjes in de pulstrein. Zorgen 15 pulsjes voor een uitgangsspanning van 150 mV, dan zal een pulstrein met slechts 7 pulsjes een analoge uitgangsspanning van 70 mV tot gevolg heb-

7.10.1 Achtergrond-informatie

ben. Het analoge probleem van de nauwkeurigheid van de stroombron(nen) wordt ook nu handig omzeild en verlegd naar een digitaal probleem: zet de binaire code op de ingangen om in een pulstrein.



Figuur 14/7.10.1-5: De elektronische praktijk van dynamic element matching of DEM.



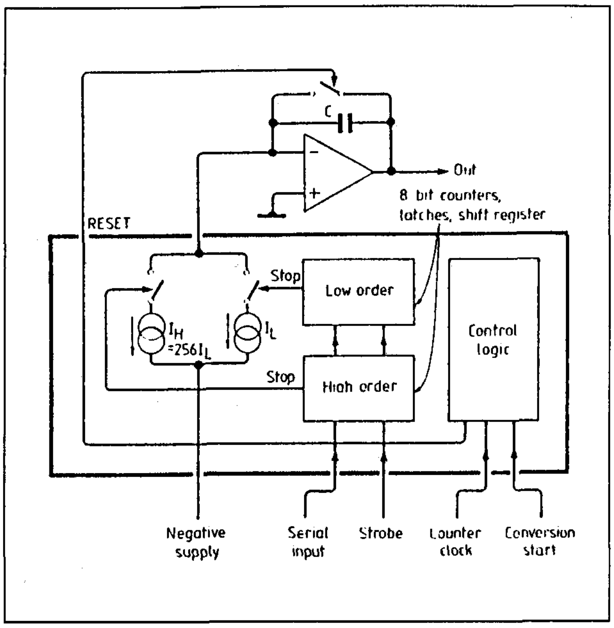
Figuur 14/7.10.1-6: Het principe van een audio-DAC die werkt volgens het principe van integratie.

Op de uitgang verschijnt gedurende de conversie een zaagtandvormige spanning. Alleen de eindwaarde van deze zaagtand is echter van belang. Het zal duidelijk zijn dat het noodzakelijk is deze eindwaarde na het omzettingsproces te bewaren in een sample and hold schakeling. Nadat de volgende conversie voltooid is volstaat het de nieuwe topwaarde van de zaagtand weer in de S&H in te lezen.
Op de uitgang van de S&H ontstaat een trapvormige spanning, waarbij iedere trapspanning overeen komt met het analoge equivalent van de digitale codes op de ingangen van de DAC.

Een bezwaar van dit principe is dat de frequentie van de pulsjes uit de pulstrein gelijk moet zijn aan het aantal code-combinaties dat de digitale ingangscode kan bevatten, vermenigvuldigd met het aantal codecombinaties dat per seconde aan de DAC wordt aangelegd. Bij een 16 bit systeem betekent een en ander dat de pulsfrequentie gelijk zou moeten zijn aan 2,9 GHz! Dat is uiteraard een frequentie die niet meer te verwerken valt in geïntegreerde schakelingen.
Men heeft dit probleem opgelost door gebruik te maken van twee stroombronnen, die stromen leveren met een onderlinge verhouding van 1/256. Het principe is getekend in figuur 14/7.10.1-7.

Het zal duidelijk zijn dat één pulsje van de 256.I stroombron net zoveel effect heeft op de analoge uitgangsspanning als 256 pulsjes van de 1.I stroombron. Het gevolg is dat de pulsfrequentie kan dalen tot 11,289 MHz, een nog verwerkbare waarde. Het besturen van de twee stroombronnen is een digitaal probleem en kan dus zonder tolerantiefouten worden opgelost. Omdat het systeem tussen twee conversies tijd nodig heeft om de eindwaarde van de zaagtand over te dragen naar de sample and hold, moet de klokfrequentie van de DAC echter hoger liggen dan de theoretische waarde van 11,289 MHz.

7.10.1 Achtergrond-informatie

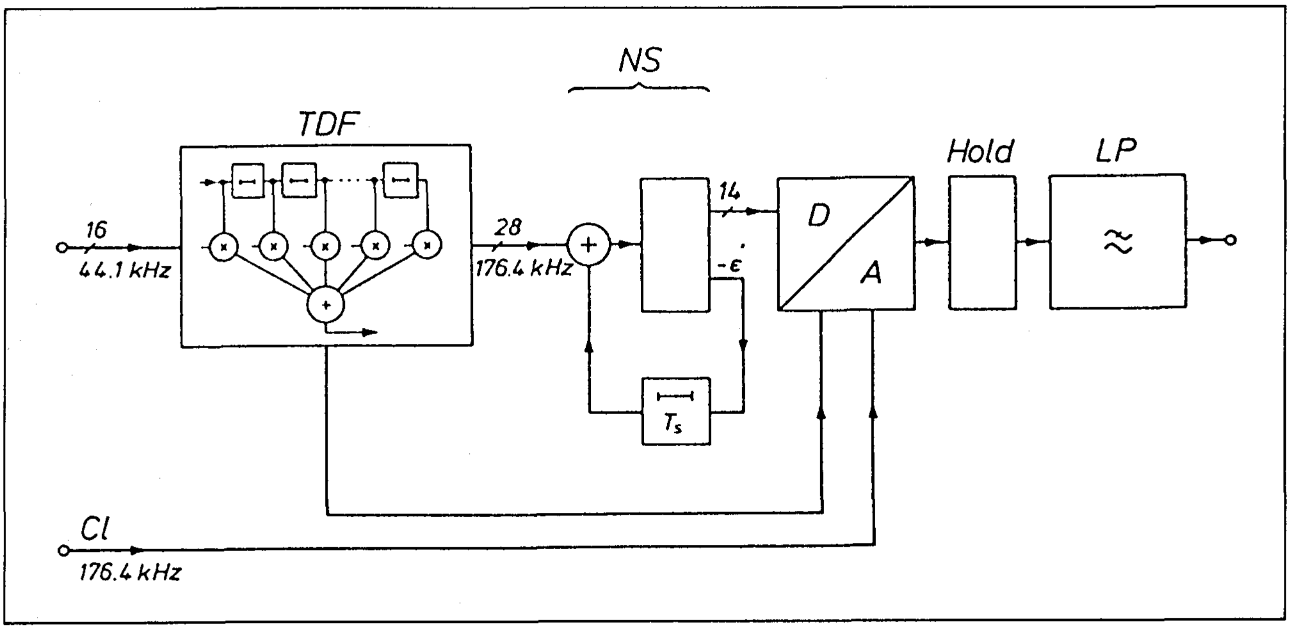


Figuur 14/7.10.1-7: Het oplossen van het probleem van de gigantisch hoge clockfrequentie door gebruik te maken van twee stroombronnen.

Het nadeel van het integrator-principe is dat er gebruik wordt gemaakt van twee stroombronnen. Gaat de 1/256-verhouding verloren, dan zal de DAC niet-monotoon gedrag gaan vertonen! Voordeel is echter dat de schakeling absoluut geen last heeft van spikes, dit vanwege de integrator en de noodzakelijke sample and hold.

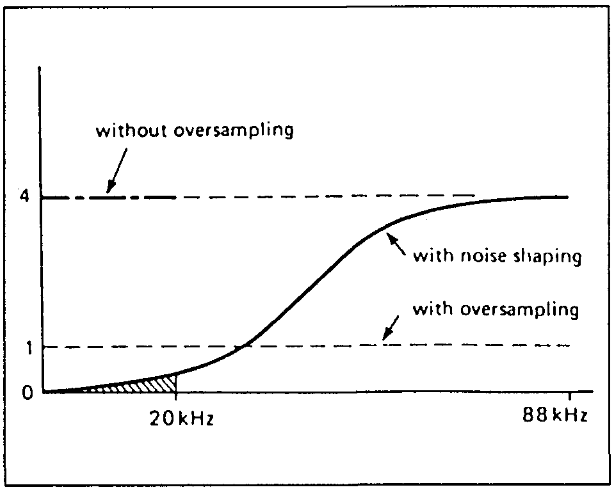
Noise-shaping DAC

Met het begrip "noise-shaping" wordt een bepaalde digitale foutcorrectie in het digitaal transversaal filter aangeduid die tegenwoordig in de meeste schakelingen, waar met oversampling wordt gewerkt, wordt toegepast. Het blokschema van zo'n systeem is getekend in figuur 14/7.10.1-8.
In het digitaal transversaal filter (zie hoofdstuk 14/7.2) worden monsters van 28 bit gegenereerd. De wiskundige algoritmen, waarmee die 28 bit worden berekend hebben uiteraard afrondingsfouten. Het zal duidelijk zijn dat deze fout in de laagste bits van de code is terug te vinden. De 14 hoogste bits worden aan een 14 bit brede DAC aangeboden. De 14 laagste bits worden teruggekoppeld naar het DTF en verdisconteerd bij de samenstelling van het volgende monster. Met deze tegenkoppeling van de afrondingsfout wordt een niet onaardige vermindering van de quantiseringsruis bereikt. Ter illustratie is in figuur 14/7.10.1-9 een vergelijkingsgrafiekje opgenomen.

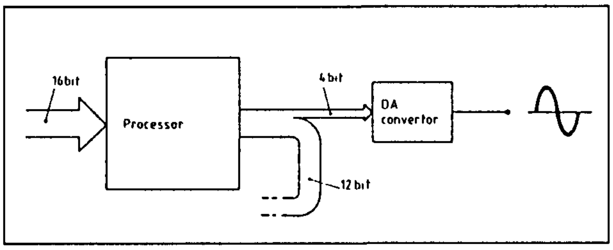


Figuur 14/7.10.1-8: Het blokschema van een audio-DAC die gebruik maakt van noise-shaping.

7.10.1 Achtergrond-informatie



Figuur 14/7.10.1-9: Vergelijking van de ruis-eigenschappen van een DAC zonder en met noise-shaping.



Figuur 14/7.10.1-10: Het blokschema van een audio-DAC met pulsbreedte modulatie.

De vertikale as geeft een relatieve maat voor de ruis. Zonder oversampling is de ruis een factor vier. Met viervoudige oversampling daalt de ruis tot een factor een, dus een reductie met een factor vier! Door het toepassen van noise-shaping zal de ruis in het gebied tussen 0 en 20 kHz nog met ongeveer de helft dalen. Uitgedrukt in dB betekent dit een verlaging met 7 dB.

Pulse width modulation DAC

Door het ontwikkelen van de noise-shaping techniek met de daaraan verbonden digitale terugkoppeling zijn een aantal fabrikanten op een geheel nieuw idee gekomen.
In plaats van alle 16 bits aan de DAC aan te bieden worden slechts de vier hoogste bits omgezet in een analoog signaal. Bovendien worden deze bits eerst nog eens getransformeerd naar één puls. De duty-cycle van deze puls hangt af van de samenstelling van de vier hoogste bits. Vandaar dat men dit procédé in het algemeen pulse width modulation conversion noemt.
Dit procédé wordt echter door de diverse fabrikanten onder diverse namen aangeprezen:

- Technics:
  Technics noemt dit principe "MASH"-conversie, de afkorting van "Multi Stage Noise Shaping System".
- Sansui:
  Sansui past hetzelfde principe toe onder de naam "LDCS", afkorting van "Linear Direct Conversion System".

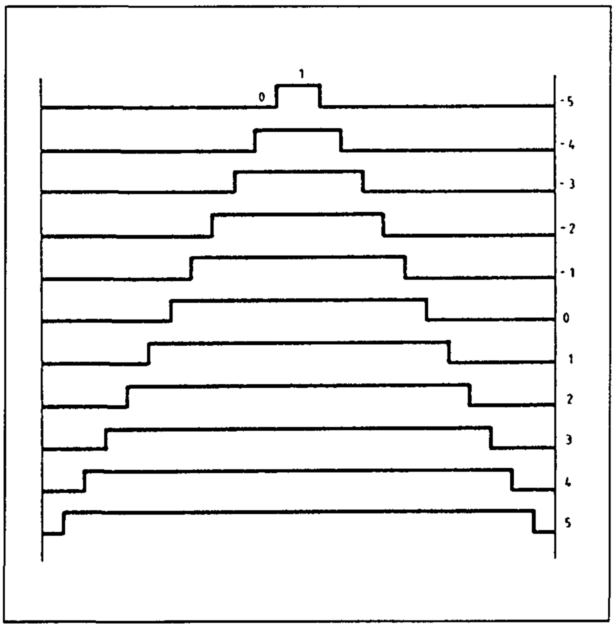
Het blokschema van dit procédé is getekend in figuur 14/7.10.1-10.

De 16 bits van de CD-code worden eerst in een processor niet minder dan 32 keer oversampled. De clock-frequentie van de seriële bitstroom bedraagt dan 1,4 MHz! Van deze monsters gaan de vier hoogste bits naar de pulsbreedte modulator. Deze zet de inhoud van deze bits om in een puls waarvan de aan/uit-verhouding in elf stappen ingesteld kan worden, zie figuur 14/7.10.1-11.
Als de samenstelling van de vier hoogste bits gelijk is aan "H-L-L-L" zal de puls een aan/uit-verhouding van precies 50 % hebben. De gemiddelde gelijkspanningsinhoud is dan nul. Stijgt het gewicht van de code, dan wordt de "H"-periode breder, zodat het signaal een positieve gelijkspanning vertegenwoordigd. Daalt het binaire gewicht van de code, dan wordt de "L"-periode breder, zodat het signaal een negatieve spanningsinhoud krijgt.

Deze zeer snelle puls wordt nu aangeboden aan een integrator, die de gemiddelde gelijkspanningsinhoud van de puls op een condensator zet. Over dit onderdeel ontstaat dus een analoog signaal waarvan de momentele waarde afhankelijk is van de duty-cycle van de puls en dus ook van de samenstelling van

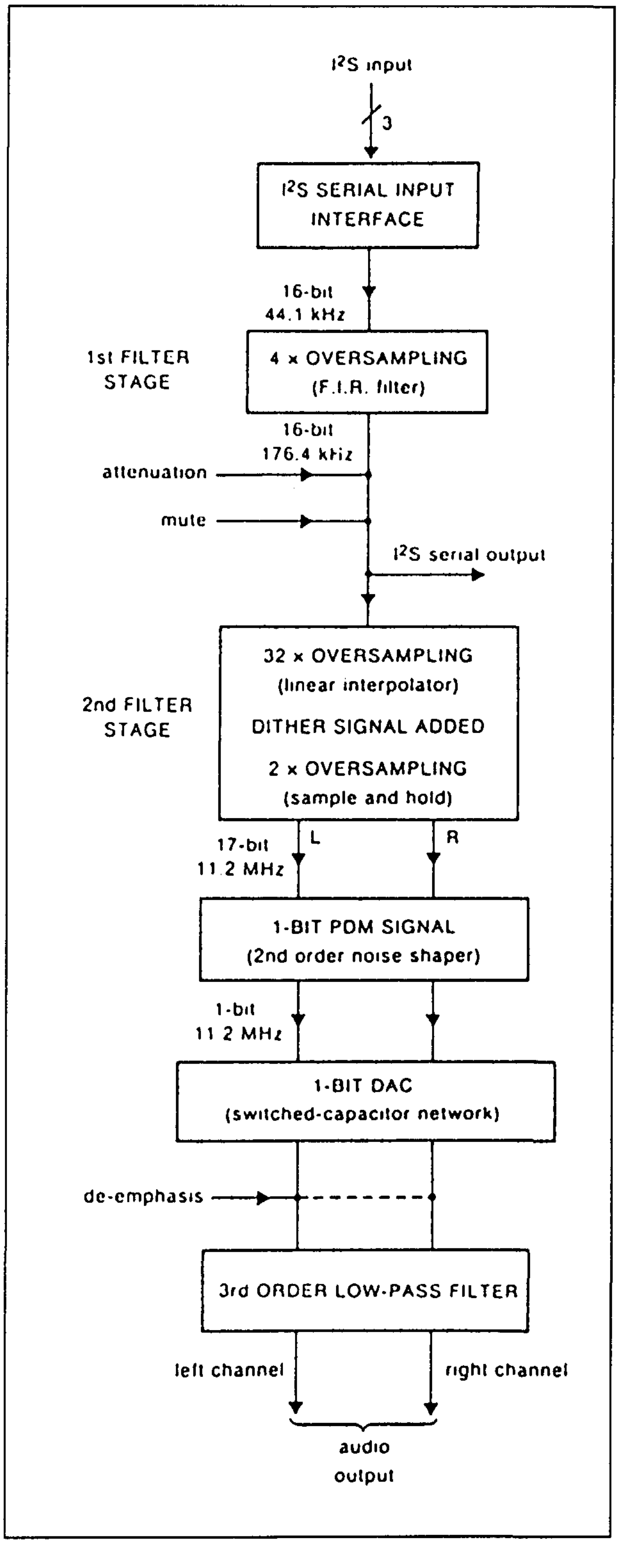
7.10.1 Achtergrond-informatie

de vier hoogste bits van het oversample monster.
Nu kan men opmerken dat het met dit systeem niet mogelijk is alle duizenden signaalstapjes van de oorspronkelijke 16 bit CD-code te reproduceren. Dat zou het geval zijn als er geen terugkoppeling werd toegepast. Door de terugkoppeling van de 12 laagste bits naar het digitaal transversaal filter worden de vier hoogste bits van de eerstvolgende oversample-code zo aangepast dat de uitgangsspanning van de integrator verder naar de juiste waarde wordt gestuurd. Bij iedere cyclus van het digitaal transversaal filter zal de uitgangsspanning van de integrator de analoge waarde, die overeen komt met de samenstelling van de CD-code die op dit moment verwerkt wordt, beter benaderen.



Figuur 14/7.10.1-11: Het in breedte gemoduleerde signaal dat door een integrator in een analoge spanning wordt omgezet.

De grote voordelen van de pulsbreedte modulatie zullen duidelijk zijn:
- er wordt geen gebruik gemaakt van stroombronnen die precies op elkaar afgestemd moeten worden;



Figuur 14/7.10.1-12: Het principe van een audio-DAC volgens het bitstream-principe.

7.10.1 Achtergrond-informatie

- er ontstaan geen problemen met digitale cross-over vervorming (zie later);
- door de afvlakkende werking van de integrator heeft men geen last van glitches;
- het systeem werkt met zo'n hoge samplingfrequentie dat er nauwelijks nog analoog gefilterd moet worden. Er zijn zelfs CD-spelers volgens het MASH-procédé op de markt, waarin niet meer analoog gefilterd wordt!

Bitstream DAC

Dit procédé is een verdere ontwikkeling van de pulsbreedte modulatie. Philips noemt zijn CD-spelers die volgens dit procédé werken "Bitstream-convertors".
Het principe-schema is getekend in figuur 14/7.10.1-12.
De oorspronkelijke CD-code wordt in twee stappen niet minder dan 256 keer oversampled. Er ontstaan dus monsters met een frequentie van 11,28 MHz. De breedte van deze monsters bedraagt 17 bit. Van deze codes wordt alleen het MSB naar een één bit brede DAC gevoerd. Deze DAC werkt met een condensator die via elektronische schakelaars, gestuurd door het bit, wordt opgeladen. De 16 laagste bits worden uiteraard weer teruggekoppeld en zorgen ervoor dat het hoogste bit zo wordt aangepast dat de spanning over de condensator weer langzaam naar de analoge waarde van de in behandeling zijnde CD-code toegroeit.

De audio-DAC's in de praktijk

Inleiding

In apparatuur voor het verwerken van digitale audio-codes worden de vijf besproken oplossingen op diverse manieren toegepast.
In de inleiding zijn deze vijf manieren reeds genoemd:
- real DAC;
- real cascaded DAC;
- oversampling DAC;
- floating DAC;
- bitstream DAC.

In de volgende paragraafjes worden deze principes in het kort toegelicht.

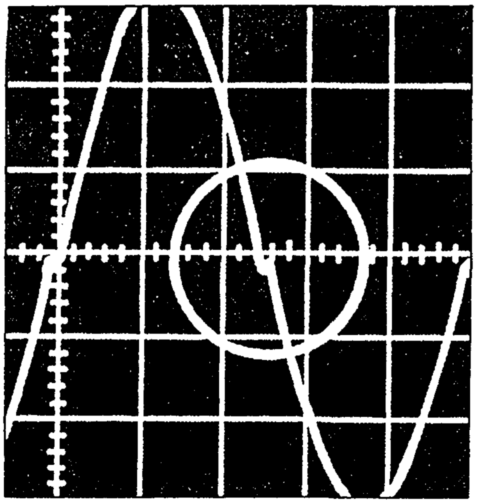
Real DAC

De naam zegt reeds hoe deze schakelingen werken. De digitale monsters worden rechtstreeks verwerkt door een audio-DAC, dus zonder oversampling. Er wordt gebruik gemaakt van één of twee 16 bit brede DAC.
Met opzet wordt gesproken van één DAC! In zeer goedkope CD-spelers is inderdaad slechts één audio-DAC aanwezig.
De twee digitale monsters van het linker en rechter signaal worden door middel van elektronische schakelaars om en om aan de ingangen van de DAC aangeboden. Aan de uitgang staan uiteraard ook weer schakelaars, die de analoge spanning naar de linker of rechter uitgang sturen. Het gevolg is dat er een vertraging van 11,3 μs ontstaat tussen het linker en rechter geluidssignaal. In de vakliteratuur zijn vele esoterische discussies gevoerd over de hoorbare effecten van deze vertraging. Feit is echter dat deze vertraging ook al ontstaat als een van de luidsprekers 3,5 mm verder of dichter bij het oor van de luisteraar staat dan de andere!
DAC's volgens het integrator-principe hebben ingebouwde sample and hold's en vandaar dat het heen en weer schakelen van de ingangen tussen links en rechts geen problemen aan de analoge uitgangen oplevert.
Er wordt alleen analoog gefilterd, met alle bezwaren die aan dit principe eigen zijn.

Digitale cross-over vervorming

Een van de problemen van bipolaire audio-DAC's die "real" werken is dat het MSB omschakelt bij de nuldoorgang van het analoge audio-signaal. Hierdoor ontstaat zogenoemde "digitale cross-over vervorming".
De audiosignalen die door het systeem verwerkt worden zijn uiteraard bipolair. Het geluidssignaal zal zowel positief als negatief zijn. Dat heeft tot gevolg dat het volledige bereik van de ADC bij de opname moet opgesplitst worden in een positief deel en een even groot negatief deel. De nuldoor-

gang komt dan overeen met een overgang van "L-H-H-........-H-H" naar "H-L-........-L-L". Deze laatste digitale code zou men de "digitale massa" van het systeem kunnen noemen.
Bij de reconstructie van het analoge signaal uit de digitale code in de audio-DAC zal zich dezelfde situatie voor doen. Bij zeer kleine sinusoidaal verlopende analoge spanningen (deze schommelen uiteraard rond de nul) zal het belangrijkste bit van de code voortdurend moeten omschakelen en wel op het moment dat het analoge signaal van polariteit wisselt. Zelfs de geringste afwijking in de stroomverhouding tussen de stroombronnen in de DAC heeft tot gevolg dat er ongewenste pieken op de analoge uitgangsspanning verschijnen.



Figuur 14/7.10.1-13: Het ontstaan van "digitale cross-over vervorming" door het omschakelen van het MSB bij de nuldoorgang van het analoge signaal.

In figuur 14/7.10.1-13 wordt dit toegelicht aan de hand van een praktijksituatie. De foto toont de analoge uitgangsspanning van een 16 bit DAC die met codes wordt gestuurd die overeen komen met een zeer kleine sinusspanning. De vervorming die rond de nuldoorgang van het signaal ontstaat is enigszins te vergelijken met de vervorming die de allereerste generatie transistorversterkers ontsierde. Deze vervorming noemde men de "cross-over". Vanwege de analogie (niet in ontstaan, maar in hoorbaar effect) wordt dit verschijnsel bij het CD-systeem de "digitale cross-over" vervorming genoemd.

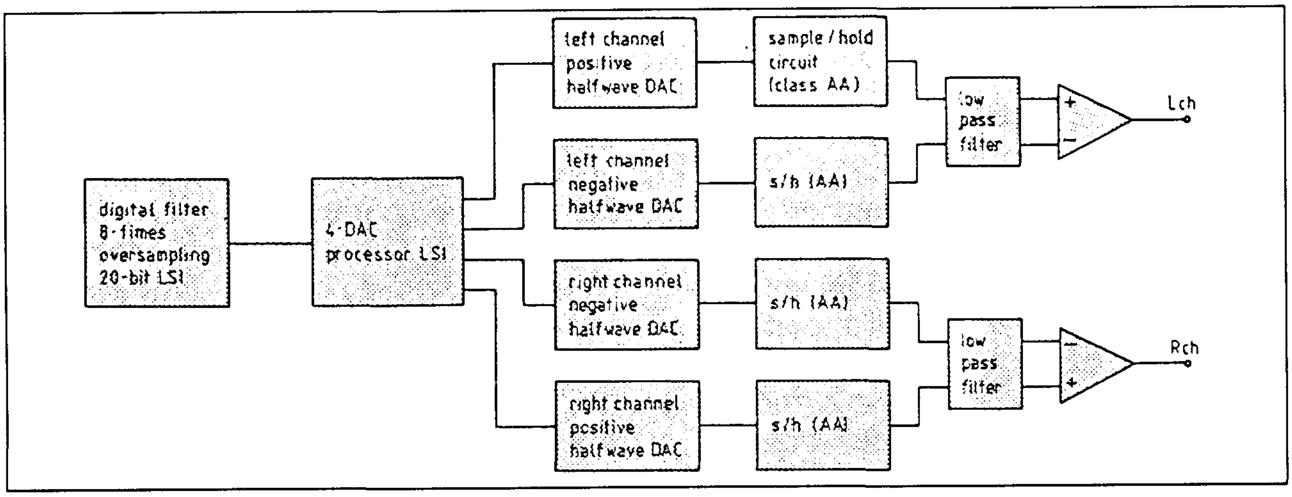
Real cascaded DAC

Om het probleem van de digitale cross-over vervorming op te lossen wordt bij systemen die met real DAC's werken meestal gebruik gemaakt van het zogenoemde cascaded-principe.
Het blokschema van dit procédé is getekend in figuur 14/7.10.1-14.
Een digitale schakeling splitst de digitale audiomonsters in positieve en negatieve codes. Dat gaat erg eenvoudig, omdat de waarde van het MSB een maat is voor het positieve of negatieve karakter van het monster. Deze twee monsterstromen worden ieder aan eigen digitaal naar analoog omzetters aangeboden. In totaal zijn er dus vier DAC's nodig, vandaar dat dit soort apparaten op het frontpaneel vaak worden gekenmerkt met de kreet "4-DAC". De DAC's werken enkelzijdig hetgeen betekent dat zij de digitale codes omzetten in unipolaire analoge uitgangssignalen.
Na filtering worden de positieve en negatieve signaalhelften gemengd in een operationele versterker. Als deze op-amp een offset heeft, dan ontstaat er echter rond de nul weer een niveauverschuiving en is er toch weer sprake van cross-over vervorming! Vandaar dat er speciale schakelingen worden gebruikt met offsetspanningen in het µV-bereik.

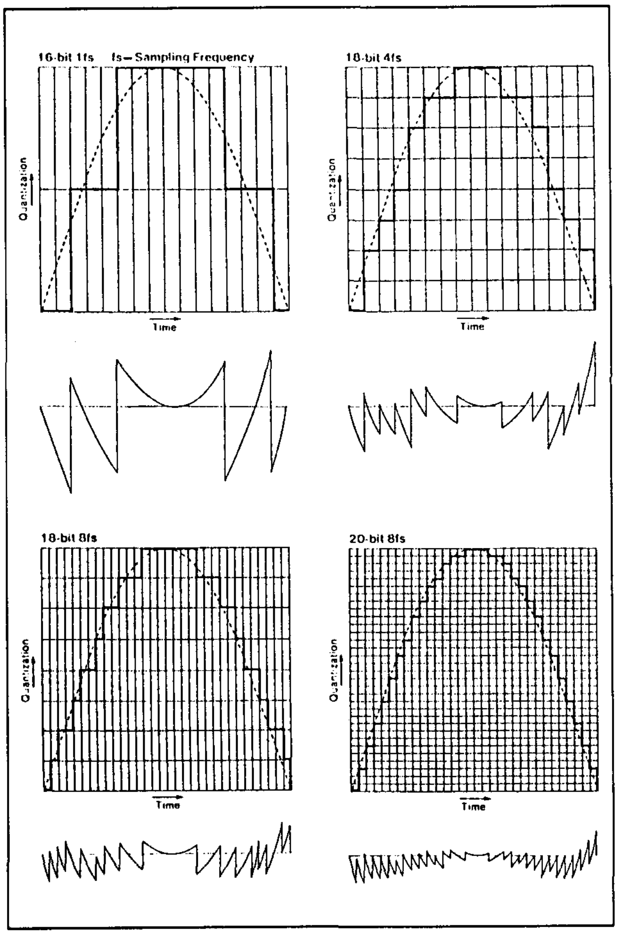
Oversampling DAC

Bij deze apparaten wordt de samplingfrequentie door middel van een digitaal transversaal filter verhoogd en soms uitgebreid en wordt de aldus berekende monsterstroom aan twee 16, 18 of zelfs 20 bit brede DAC's aangeboden.

7.10.1 Achtergrond-informatie



Figuur 14/7.10.1-14: Het principe van de real cascaded DAC.



Figuur 14/7.10.1-15: Vergelijking van de vervorming van een real DAC en drie oversampled soortgenoten met verschillende resoluties.

Zoals uit figuur 14/7.10.1-15 blijkt heeft het oversamplen nogal gunstige gevolgen voor de vervorming en ruis van het systeem. In deze figuur wordt de vervorming van een real DAC zonder oversampling (links boven) vergeleken met deze van oversampling DAC's met resoluties van 16, 18 en 20 bit.

Vandaar dat tegenwoordig hoofdzakelijk gewerkt wordt met oversampling technieken.

Floating DAC

Aan dit procédé gaat een zeer interessante gedachtengang vooraf. Compact disks hebben een onvoorstelbaar groot dynamisch bereik. Omdat de CD met 16 bit werkt, kan de momentele waarde van het analoge signaal in 65.536 stapjes onderverdeeld worden, die ieder door een individuele code worden voorgesteld. Als men een analoog signaal met een maximale waarde van 10 V met 16 bit bemonstert betekent dit dat een amplitudeverschil van 0,152 mV nog gedecodeerd kan worden. Een en ander heeft tot gevolg dat een CD **in theorie** een dynamisch bereik heeft van 96 dB.
In theorie, omdat het dynamische bereik in eerste instantie wordt bepaald door de technische mogelijkheden van de studio waarin de mastertape wordt gemaakt. Alleen studio's waarin volledig digitaal wordt gewerkt,

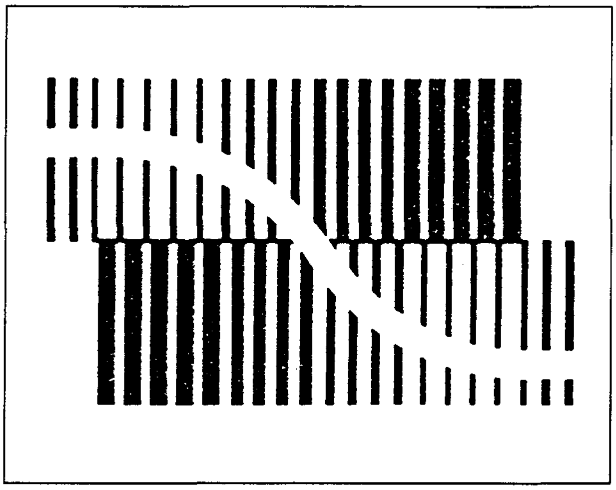
7.10.1 Achtergrond-informatie

dus waar digitale recorders en dito mengtafels ter beschikking staan, kunnen geluidssignalen met een dergelijk groot dynamisch bereik zonder compressietechnieken verwerken. En zelfs dan blijft de vraag open of microfoons, typische analoge instrumenten, dergelijke grote luchtdrukverschillen zonder vervorming in het hoog en volledig maskerende ruis in het laag kunnen verwerken.
Het logische gevolg is dat CD's in de meeste gevallen een veel kleinere dynamiek hebben dan de theoretisch haalbare waarde van 96 dB.
Even doordenkend betekent dit dat twee bits van de 16 bit audiocode waarschijnlijk nooit ofte nimmer wordt gebruikt!
Onderzoekers hebben tests uitgevoerd waaruit blijkt dat er tal van CD's in de handel zijn die met een praktische resolutie van slechts 14 bit werken. Dat betekent dat de twee hoogste bits steeds "L" zijn!
Als de meeste CD's toch niet of nauwelijks alle 16 bits gebruiken, dan is het onzin dure 16 bit omzetters in te bouwen! Beter kan men gebruik maken van uitstekende 14-bitters, die de veertien laagste bits van de code omzetten.
In het systeem is echter een extra schakeling aanwezig, die de waarde van de MSB-1 en MSB bits continu bewaakt.
Zou er nu toch een zeer luide muziekpassage voorkomen waardoor een of beide bits "H" worden, dan zorgt het systeem ervoor dat de 14 ingangen van de DAC ofwel met de bits LSB+1 tot en met MSB-1 ofwel met de bits LSB+2 tot en met MSB worden verbonden. Het logische gevolg is uiteraard dat in deze beide gevallen het LSB of LSB én LSB+1 bit niet worden betrokken bij het omzettingsproces. Maar net bij dergelijke luide passages is dat absoluut geen ramp, omdat de gegevens die in deze bits zitten zo weinig bijdragen aan het luide geluid dat niemand dat merkt.
De ingangen van de DAC glijden dus als het ware over de 16 bits die het systeem levert. Vandaar dat dergelijke DAC's "floating" worden genoemd.

Het floating-principe heeft nog meer voordelen. Zo kan men hetzelfde principe toepassen met goedkope 16 bit brede DAC's, waarvan de nauwkeurigheid van de twee bits niet gegarandeerd is. Zolang de digitale code een praktische resolutie van 14 bit heeft worden de 14 hoogste bits van de DAC verbonden met de 14 laagste bits van de code. De twee problematische laagste bits van de DAC zijn uitgeschakeld en er is geen sprake van niet-monotoon gedrag.
Als de informatie 15 bit breed wordt, zal de DAC een bitje opschuiven. Alleen het onderste bit van de omzetter wordt nu niet gebruikt. Als tot slot alle 16 bits van de code actief zijn schuift de DAC weer een bitje naar boven, zodat de normale situatie ontstaat.

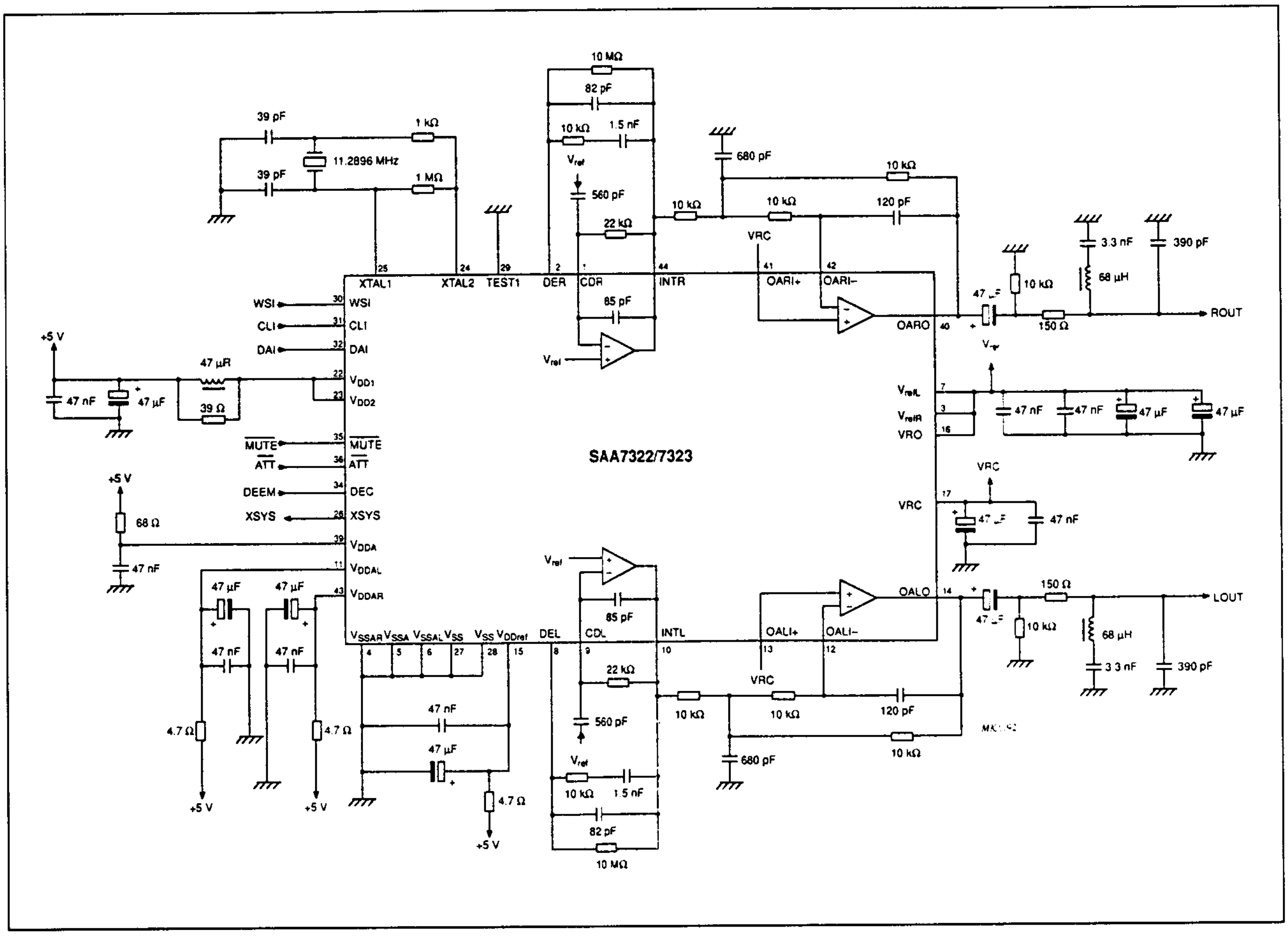
Bitstream DAC

In de moderne digitale audio-technieken wordt vaak gebruik gemaakt van de reeds besproken bitstream omzetters. Deze treft men zowel aan in CD-, DAT-, MD- als in DCC-apparaten. Er is zelfs een speciaal symbooltje ontwikkeld, voorgesteld in figuur 14/7.10.1-16.



Figuur 14/7.10.1-16: Het symbooltje op digitale audio-apparatuur, waarmee duidelijk wordt gemaakt dat de herwinning van het analoge signaal via bitstream DAC's gebeurt.

7.10.1 Achtergrond-informatie



Figuur 14/7.10.1-17: Een voorbeeld van de volledige signaalverwerking in één bitstream-IC, in dit geval de SAA7322 van Philips.

De gehele signaalverwerking is ondergebracht in één IC, zoals de SAA7350 van Philips. Het zal duidelijk zijn dat deze moderne digitaal naar analoog omzetting nauwelijks nog iets te maken heeft met de traditionele technieken waarmee DAC's werken!

Als voorbeeld is in figuur 14/7.10.1-17 het schema getekend van de volledige stereo digitaal naar analoog omzetting met één bitstream-IC, de SAA7322 van Philips.

7.10.1 Achtergrond-informatie

14/7.10.2

Type-beschrijving

PCM 53-V

1 x 16 bit parallel, 16 bit monotoon

De PCM 53-V is een "traditioneel" samengestelde DAC, waar door gebruik te maken van zeer stabiele nichrome dunne film weerstanden op de chip de monotonie over alle 16 bit gegarandeerd kan worden. Het IC bevat alle noodzakelijke schakelingen om een 16 bit brede digitale code stroom om te zetten in een bipolaire analoge uitgangsspanning. De schakeling werkt op twee symmetrische voedingsspanningen voor het analoge deel en een +5 V voeding voor het digitale deel. Het IC levert een maximale uitgangsspanning van +/-10 V.

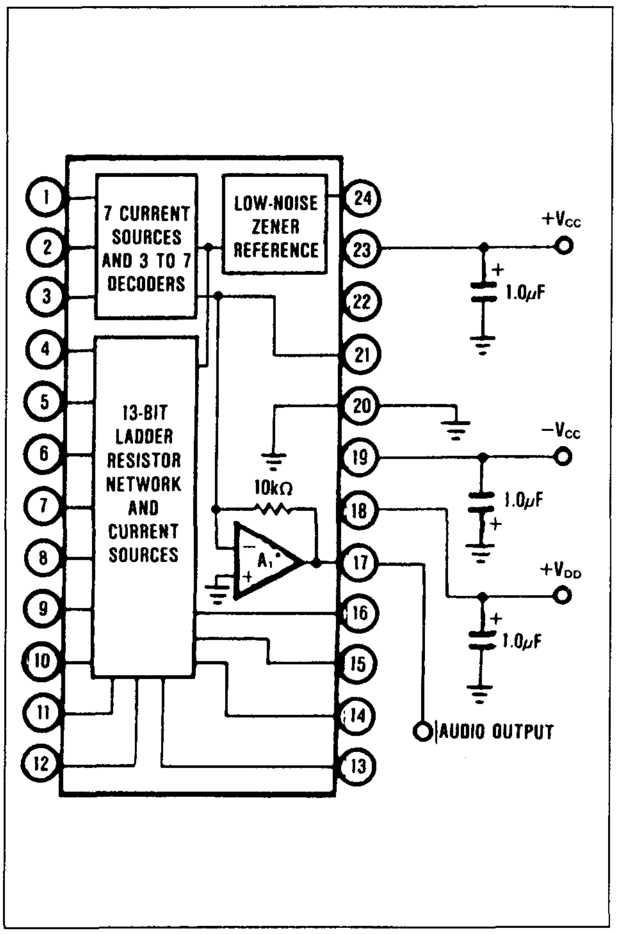
Technische gegevens

- fabrikant: Burr-Brown
- behuizing: DIL-24
- aansluitgegevens: figuur 14/7.10.2-1
- intern blokschema: figuur 14/7.10.2-2
- voedingsspanningen:
  +/-18 V max. analoog
  +5,75 V max. digitaal
- voedingsstromen:
  +/-30 mA max. analoog
  +10 mA max. digitaal
- digitale ingangen: TTL/CMOS-compatibel
- dynamisch bereik: 96 dB
- resolutie: 16 bit
- monotonie: 16 bit gegarandeerd
- settling tijd: 3 μs max.
- slew rate: 10 V/μs typisch
- lineariteit: 0,005 % volle schaal
- analoge uitgang: +/-10 V typisch
- uitgangsimpedantie: 0,1 Ω typisch
- uitgangsstroom: +/-5 mA min.
- vervorming:
  0,0025 % bij volle schaal
  2,0 % bij -60 dB van volle schaal
- drift: +/-150 ppm/°C

Pin No.	PCM53KP-V, PCM53JP-V
1	Bit 1 (MSB)
2	Bit 2
3	Bit 3
4	Bit 4
5	Bit 5
6	Bit 6
7	Bit 7
8	Bit 8
9	Bit 9
10	Bit 10
11	Bit 11
12	Bit 12
13	Bit 13
14	Bit 14
15	Bit 15
16	Bit 16 (LSB)
17	±10V Audio Out
18	V_{DD}
19	$-V_{CC}$
20	Common
21	Summing Junction
22	Test Point
23	$+V_{CC}$
24	Reference Out (−6.3V)

Figuur 14/7.10.2-1: Aansluitgegevens van de PCM 53-V.

7.10.2 Type-beschrijving



Figuur 14/7.10.2-2: Intern blokschema van de PCM 53-V.

Voorbeeld-schakelingen

- figuur 14/7.10.2-3:

De PCM 53-V wordt in dit schema gebruikt in combinatie met digitale controleschakelingen van Sony. De uitgangen worden door middel van elektronische omschakelaars met de twee deglitcher- en sample&hold-uitgangen verbonden, zodat met slechts één DAC volstaan kan worden voor stereo.

- figuur 14/7.10.2-4:

De PCM 53-V in een systeem met oversampling. De DAC wordt nu bestuurd door de YM-2201 chip van Yamaha. Deze chip bevat een digitaal transversaal filter met een oversampling met een factor 2. De parallelle data worden met een snelheid van 88,2 kHz aan de DAC aangeboden.
De YM-2201 levert ook de besturingssignalen voor de twee elektronische schakelaars voor de twee deglitcher- en sample&hold-uitgangstrappen.

PCM 53-I

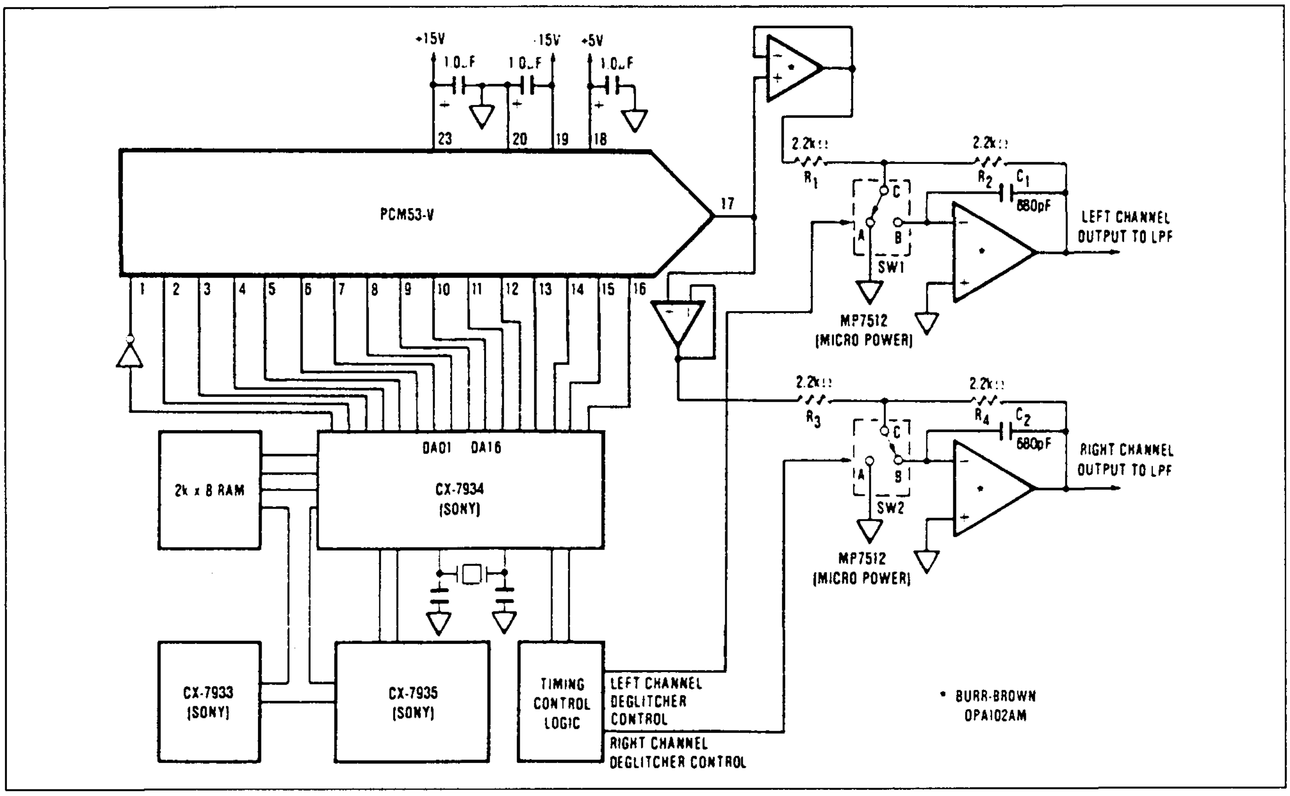
1 x 16 bit parallel, 16 bit monotoon

De PCM 53-I is een "traditioneel" samengestelde DAC, waar door gebruik te maken van zeer stabiele nichrome dunne film weerstanden op de chip de monotonie over alle 16 bit gegarandeerd kan worden.
Het IC bevat alle noodzakelijke schakelingen om een 16 bit brede parallelle datastroom om te zetten in een bipolaire analoge uitgangsstroom. De schakeling werkt op slechts twee symmetrische voedingsspanningen en +5 V. De uitgang levert een maximale stroom van +/-1 mA.

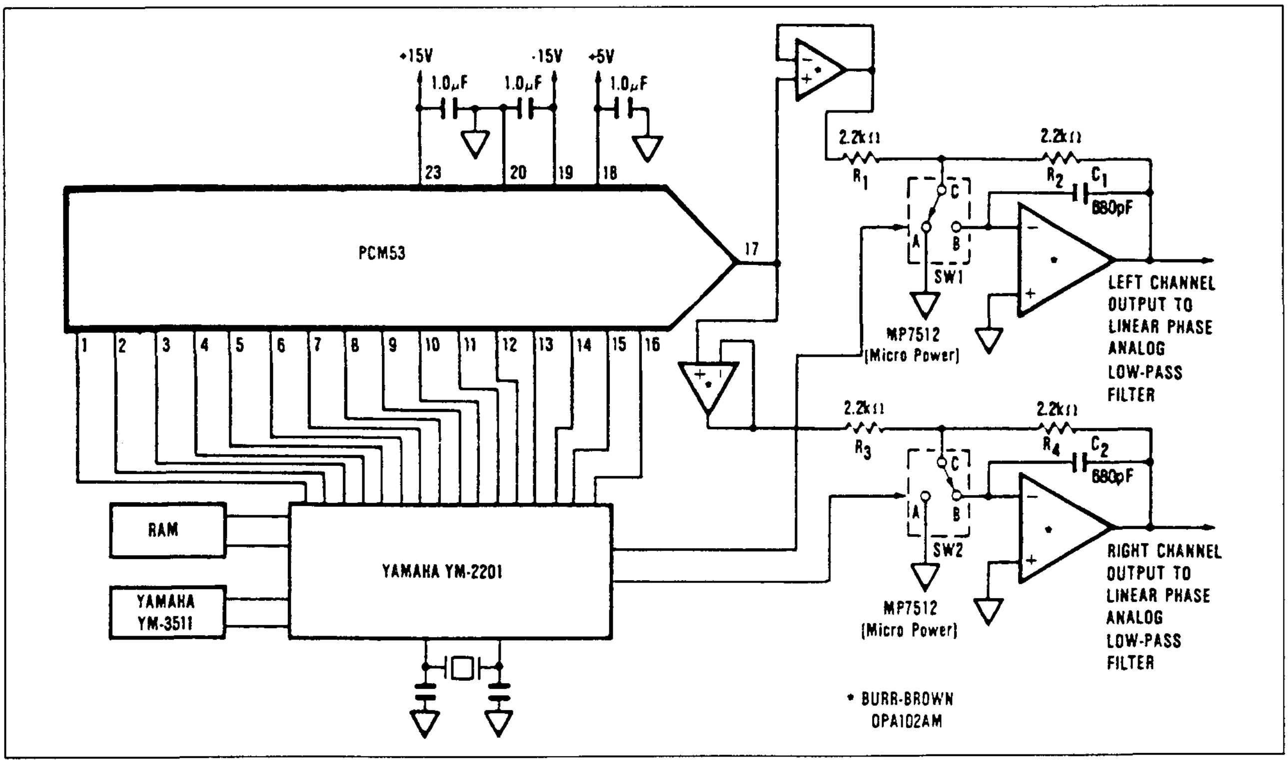
Technische gegevens

- fabrikant: Burr-Brown
- behuizing: DIL-24
- aansluitgegevens: figuur 14/7.10.2-5
- intern blokschema: figuur 14/7.10.2-6
- voedingsspanningen:
  +/-18 V max. analoog
  +5,75 V max. digitaal
- voedingsstromen:
  +/-30 mA max. analoog
  +10 mA digitaal
- digitale ingangen: TTL/CMOS-compatibel
- dynamisch bereik: 96 dB
- resolutie: 16 bit
- monotonie: 16 bit gegarandeerd
- settling tijd: 350 ns max.
- slew rate: 10 V/μs typisch
- lineariteit: 0,005 % volle schaal
- analoge uitgang: +/-1 mA typisch
- uitgangsimpedantie: 2,4 kΩ typisch
- vervorming:
  0,0025 % bij volle schaal
  2,0 % bij -60 dB van volle schaal
- drift: +/-150 ppm/°C

7.10.2 Type-beschrijving



Figuur 14/7.10.2-3: De PCM 53-V in een eenvoudige real-DAC applicatie met stereo-omschakeling.

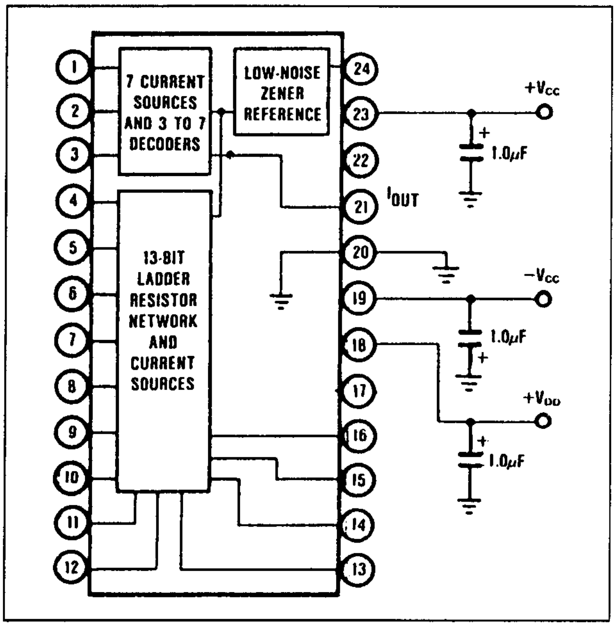


Figuur 14/7.10.2-4: Een voorbeeld van een tweevoudige oversampling met de PCM 53-V als DAC.

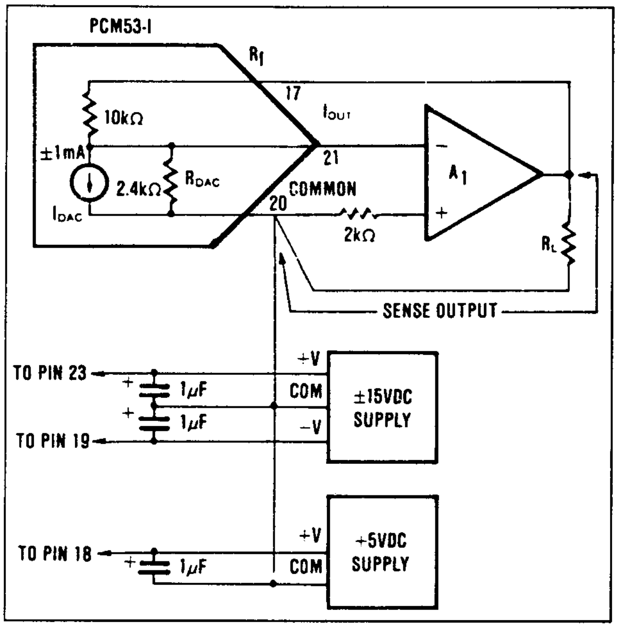
7.10.2 Type-beschrijving

Pin No.	PCM53KP-I, PCM53JP-I
1	Bit 1 (MSB)
2	Bit 1
3	Bit 3
4	Bit 4
5	Bit 5
6	Bit 6
7	Bit 7
8	Bit 8
9	Bit 9
10	Bit 10
11	Bit 11
12	Bit 12
13	Bit 13
14	Bit 14
15	Bit 15
16	Bit 16 (LSB)
17	R_f (10kΩ ±30%)
18	V_{DD}
19	$-V_{CC}$
20	Common
21	I_{OUT}, ±1mA ±30% (Audio Output)
22	Test Point
23	$+V_{CC}$
24	Reference Out (+6.3V)

Figuur 14/7.10.2-5: Aansluitgegevens van de PCM 53-I.



Figuur 14/7.10.2-6: Intern blokschema van de PCM 53-I.



Figuur 14/7.10.2-7: Het omzetten van de uitgangsstroom in een uitgangsspanning.

Voorbeeld-schakeling

– figuur 14/7.10.2-7:
De standaard uitgangsschakeling, waarmee de uitgangsstroom van de PCM 53-I wordt omgezet in een analoge spanning.

PCM 54

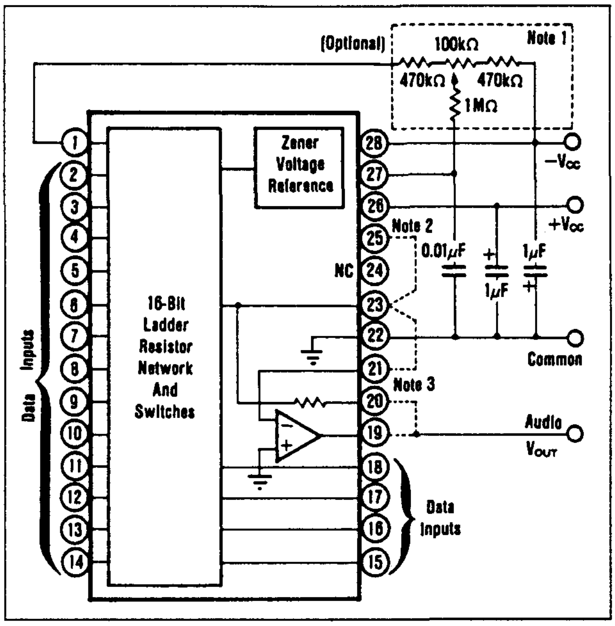
1 x 16 bit parallel, 15 bit monotoon

De PCM 54 is een standaard R/2R-DAC, waar de monotonie door gebruik te maken van zeer stabiele nichrome dunne film weerstanden op de chip tot 15 bit gegarandeerd kan worden. Het is echter mogelijk de nauwkeurigheid van de stroombron van het MSB extern af te regelen op monotonie over de volle 16 bit.
Het IC bevat alle noodzakelijke schakelingen om een 16 bit brede parallelle stroom om te zetten in een bipolaire analoge uitgangsspanning. De schakeling werkt op slechts twee lage symmetrische voedingsspanningen en levert een maximale uitgangsspanning van +/-3 V.

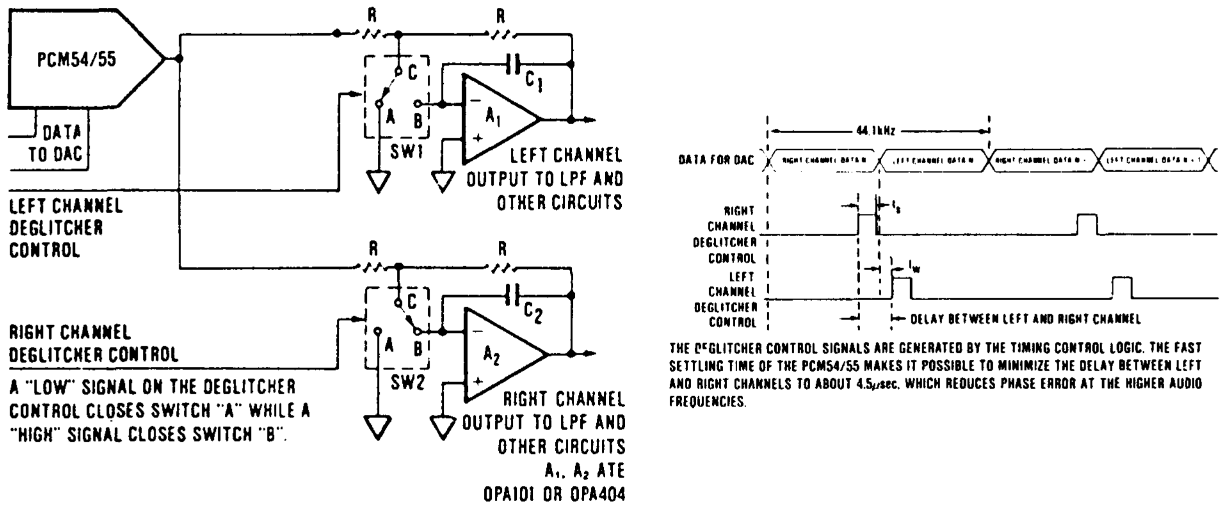
7.10.2 Type-beschrijving

Pin	PCM54-DIP	Pin	PCM54-DIP
1	Trim	15	Bit 13
2	Bit 1 (MSB)	16	Bit 14
3	Bit 2	17	Bit 15
4	NC	18	Bit 16 (LSB)
5	Bit 3	19	V_{OUT}
6	Bit 4	20	R_{FB}
7	Bit 5	21	SJ
8	Bit 6	22	Common
9	Bit 7	23	I_{OUT}
10	Bit 8	24	NC
11	Bit 9	25	I_{BPO}
12	Bit 10	26	$+V_{CC}$
13	Bit 11	27	MSB Adjust
14	Bit 12	28	$-V_{CC}$

Figuur 14/7.10.2-8: Aansluitgegevens van de PCM 54.



Figuur 14/7.10.2-9: Intern blokschema van de PCM 54.



Figuur 14/7.10.2-10: De uitgangsschakelingen bij de PCM 54.

7.10.2 Type-beschrijving

Technische gegevens
- fabrikant: Burr-Brown
- behuizing: DIL-28
- aansluitgegevens: figuur 14/7.10.2-8
- intern blokschema: figuur 14/7.10.2-9
- voedingsspanningen:
  +/-15,75 V max.
  +/-4,75 V min.
- voedingsstromen: +20/-15 mA max.
- digitale ingangen: TTL/CMOS-compatibel
- dynamisch bereik: 96 dB
- resolutie: 16 bit
- monotonie: 15 bit gegarandeerd
- settling tijd: 3 μs max.
- slew rate: 10 V/μs typisch
- lineariteit: 0,001 % volle schaal
- analoge uitgang: +/-3 V typisch
- uitgangsimpedantie: 0,1 Ω typisch
- uitgangsstroom: +/-2 mA min.
- vervorming:
  0,002 % bij volle schaal
  2,0 % bij -60 dB van volle schaal

Voorbeeld-schakeling
- figuur 14/7.10.2-10:

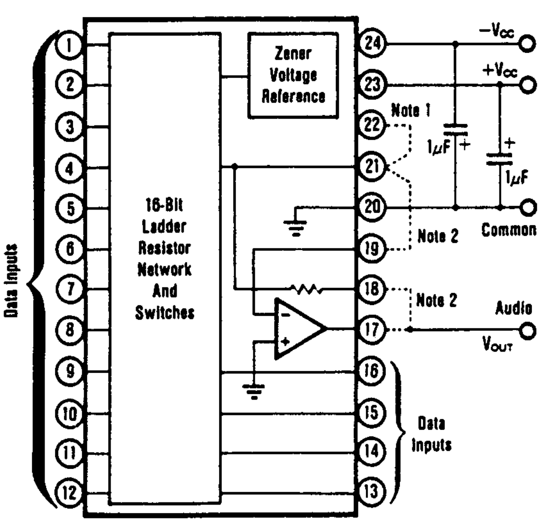
Typische uitgangsschakelingen bij de PCM 54 als het IC gebruikt wordt als unieke DAC met automatische stereo-omschakeling.

PCM 55
1 x 16 bit parallel, 15 bit monotoon
De PCM 55 is een "traditioneel" samengestelde DAC, waar door gebruik te maken van zeer stabiele nichrome dunne film weerstanden op de chip de monotonie over alle 15 bit gegarandeerd kan worden. Het IC bevat alle noodzakelijke schakelingen om een 16 bit brede parallelle stroom om te zetten in een bipolaire analoge uitgangsspanning. De schakeling werkt op slechts twee symmetrische voedingsspanningen en levert een maximale uitgangsspanning van +/-3 V.

Technische gegevens
- fabrikant: Burr-Brown
- behuizing: DIL-24
- aansluitgegevens: figuur 14/7.10.2-11

Pin	PCM55-Flatpak	Pin	PCM55-Flatpak
1	Bit 1 (MSB)	13	Bit 13
2	Bit 2	14	Bit 14
3	Bit 3	15	Bit 15
4	Bit 4	16	Bit 16
5	Bit 5	17	Voltage Output
6	Bit 6	18	Feedback Resistor
7	Bit 7	19	Summing Junction
8	Bit 8	20	Common
9	Bit 9	21	Current Output
10	Bit 10	22	Bipolar Offset
11	Bit 11	23	$+V_{CC}$
12	Bit 12	24	$-V_{CC}$

Figuur 14/7.10.2-11: Aansluitgegevens van de PCM 55.



Notes:
(1) Connect for bipolar operation ($+V_{CC} \geq 8.5V$ for unipolar operation).
(2) Connect for V_{OUT} operation. When V_{OUT} amp is not being used (I_{OUT} mode), terminate with an external 3kΩ feedback resistor between pin 17 and pin 19 and a 1kΩ resistor between pin 19 and pin 20 to reduce possible noise effects.

Figuur 14/7.10.2-12: Intern blokschema van de PCM 55.

- intern blokschema: figuur 14/7.10.2-12
- voedingsspanningen:
  +/-7,5 V max.
  +/-4,75 V min.

7.10.2 Type-beschrijving

- voedingsstromen: +20/-25 mA max.
- digitale ingangen: TTL/CMOS-compatibel
- dynamisch bereik: 96 dB
- resolutie: 16 bit
- monotonie: 15 bit gegarandeerd
- settling tijd: 3 µs max.
- slew rate: 10 V/µs typisch
- lineariteit: 0,001 % volle schaal
- analoge uitgang: +/-3 V typisch
- uitgangsimpedantie: 0,1 Ω typisch
- uitgangsstroom: +/-2 mA min.
- vervorming:
  0,008 % bij volle schaal
  4,0 % bij -60 dB van volle schaal

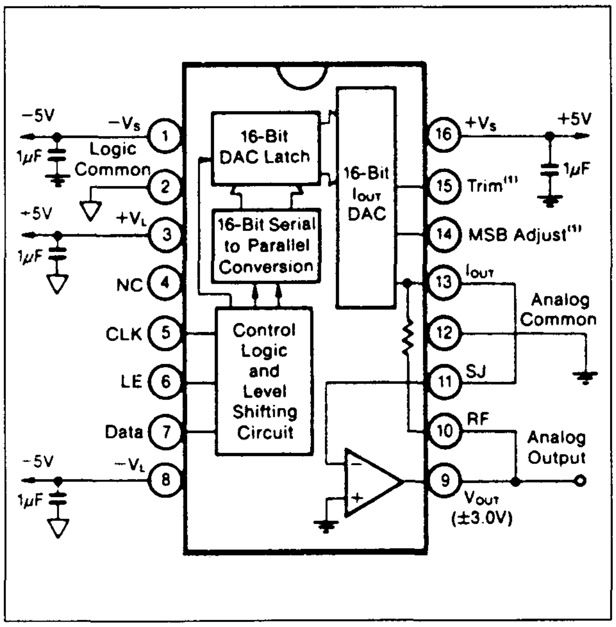
1	$-V_S$	Analog Negative Supply
2	LOG COM	Logic Common
3	$+V_L$	Logic Positive Supply
4	NC	No Connection
5	CLK	Clock Input
6	LE	Latch Enable Input
7	DATA	Serial Data Input
8	$-V_L$	Logic Negative Supply
9	V_{OUT}	Voltage Output
10	RF	Feedback Resistor
11	SJ	Summing Junction
12	ANA COM	Analog Common
13	I_{OUT}	Current Output
14	MSB ADJ	MSB Adjustment Terminal
15	TRIM	MSB Trim-pot Terminal
16	$+V_S$	Analog Pcsitive Supply

Figuur 14/7.10.2-13: Aansluitgegevens van de PCM 56P.

PCM 56P

1 x 16 bit serie, 15 bit monotoon

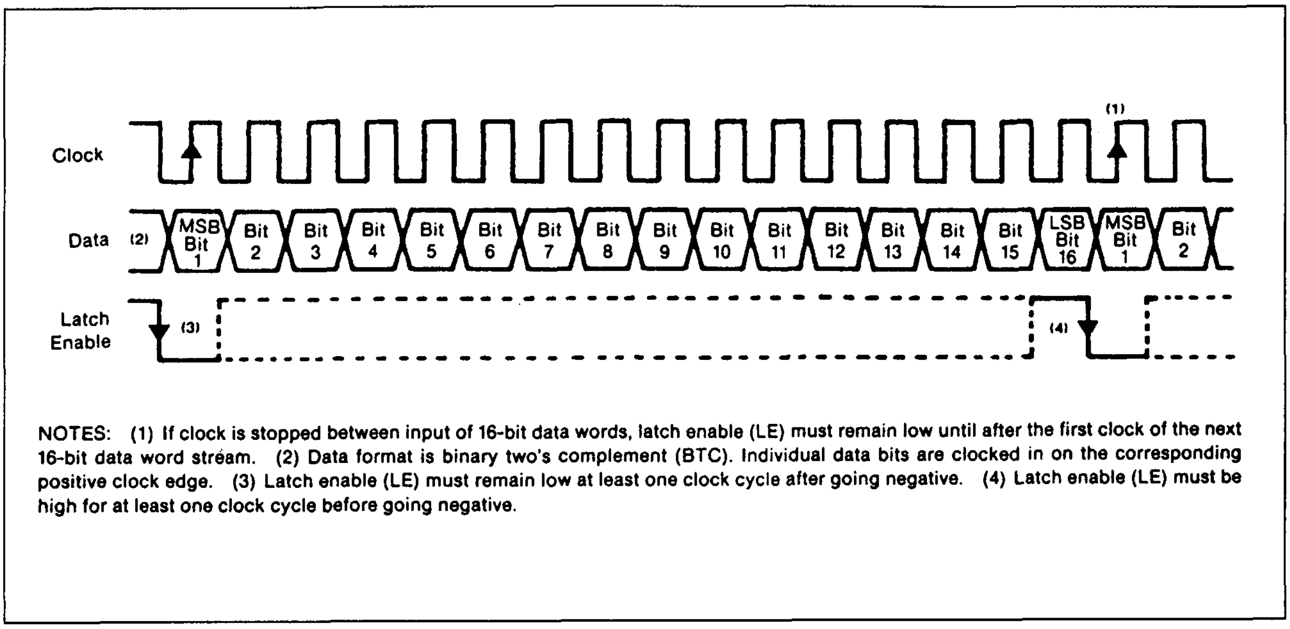
De PCM 56P is een R/2R-DAC met seriële ingangen, waar door gebruik te maken van zeer stabiele nichrome dunne film weerstanden op de chip de monotonie over 15 bit gegarandeerd kan worden. De nauwkeurigheid van de stroombron van het MSB kan echter extern afgeregeld worden.
Het IC bevat alle noodzakelijke schakelingen om een 16 bit brede parallelle stroom om te zetten in een bipolaire analoge uitgangsspanning. De schakeling werkt op slechts twee symmetrische voedingsspanningen van +/-5 V en levert een maximale uitgangsspanning van +/-3 V.
De schakeling heeft echter ook een veel snellere stroomuitgang, die +/-1 mA kan leveren.



Figuur 14/7.10.2-14: Intern blokschema van de PCM 56P.

Technische gegevens
- fabrikant: Burr-Brown
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 14/7.10.2-13
- intern blokschema: figuur 14/7.10.2-14
- timing-diagram: figuur 14/7.10.2-15
- voedingsspanningen:
  +/-13,2 V max.
  +/-5 V typisch
- voedingsstromen: +10/-25 mA max.
- digitale ingangen: TTL/CMOS-compatibel
- dynamisch bereik: 96 dB
- resolutie: 16 bit
- monotonie: 15 bit gegarandeerd
- clock-frequentie: 10,0 MHz max.
- settling tijd:
  3 µs max. spanninguitgang
  350 ns max. stroomuitgang
- lineariteit: 0,001 % volle schaal
- analoge spanninguitgang:
  - spanning +/-3 V typisch

7.10.2 Type-beschrijving



Figuur 14/7.10.2-15: Het timing-diagram van de clock-, data- en enable-ingangen.

  - uitgangsimpedantie: 0,1 Ω typisch
  - uitgangsstroom: +/-8 mA min.
- analoge stroomuitgang:
  - stroom: +/-1 mA max.
  - uitgangsimpedantie: 1,2 kΩ max.
- vervorming:
  0,0025 % bij volle schaal
  2,0 % bij -60 dB van volle schaal
- drift: +/-25 ppm/°C

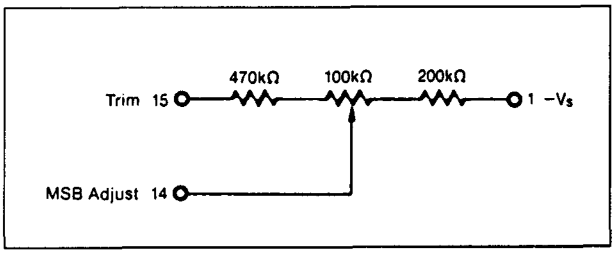
Voorbeeld-schakelingen

- figuur 14/7.10.2-16:

De externe schakeling voor het afregelen van de stroombron van het MSB. De afregeling gaat als volgt. Zet HEX-code "FFFF" in de latch en meet de analoge uitgangsspanning met een 6,5 decade universeelmeter. Zet nadien HEX-code "0000" in de latch en regel de potentiometer af tot de meter een spanning aangeeft die 92 µV lager is dan de eerste meting.

- figuur 14/7.10.2-17:

De PCM 56P in een systeem met stereo-omschakeling. De DAC wordt bestuurd door de getekende signalen. De twee operationele versterkers verzorgen de deglitching en de sample&hold die de analoge spanningen moeten bewaren tijdens het omschakelen van links naar rechts en vice versa.



Figuur 14/7.10.2-16: De externe schakeling voor het afregelen van de stroombron van de MSB op maximale monotonie.

PCM 65U

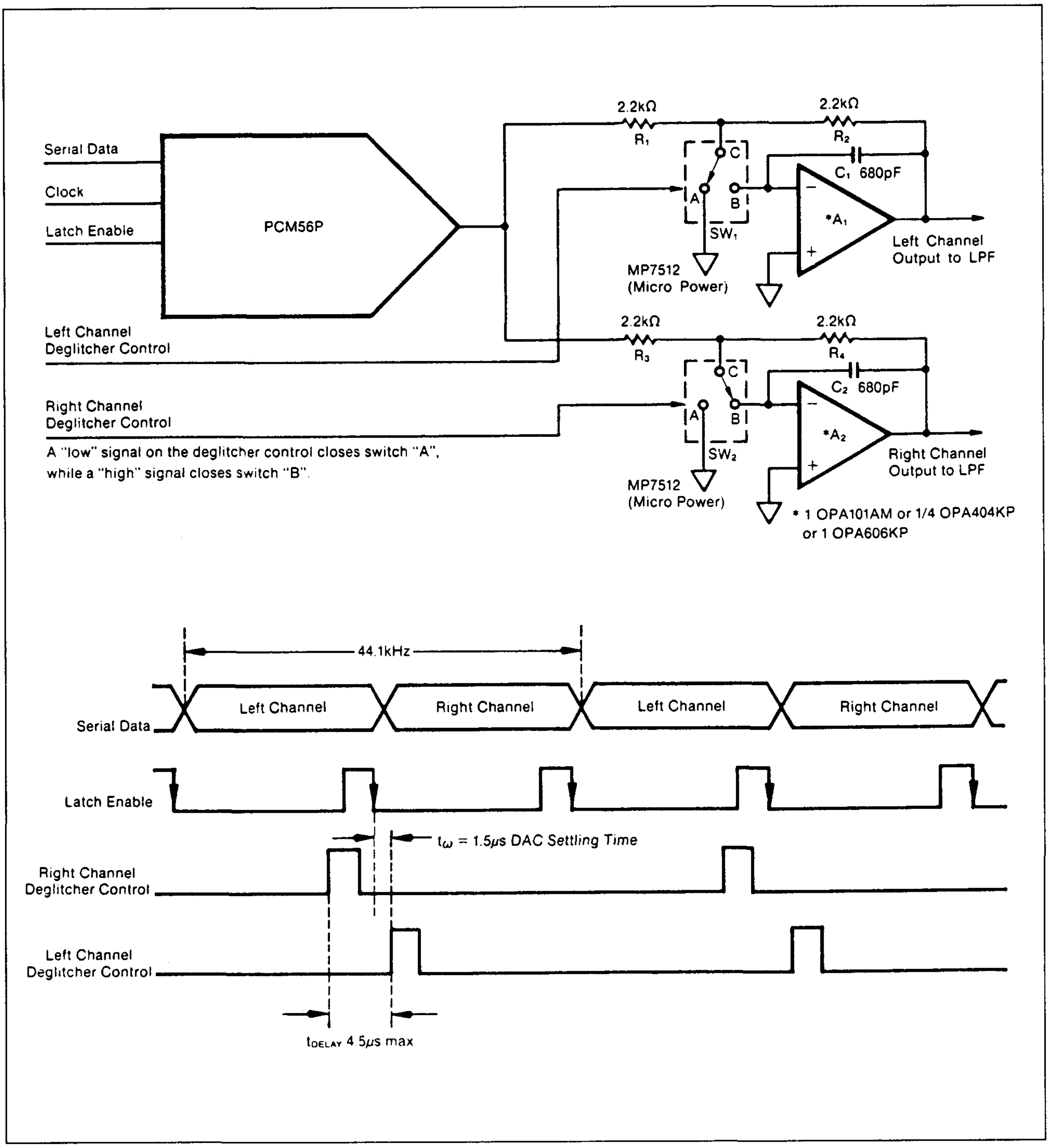
1 x 16 bit serie, 15 bit monotoon

Deze schakeling is volledig compatibel met de PCM 65P. Het enige verschil is dat de U-versie in SMD-package (16-pens SOIC) wordt geleverd.

Technische gegevens

- fabrikant: Burr-Brown
- behuizing: SOIC-16

7.10.2 Type-beschrijving



Figuur 14/7.10.2-17: De uitgangsschakelingen bij de PCM 65P en de timing van de signalen die de twee deglitcher schakelingen besturen.

Voor de overige gegevens en de voorbeeld-schakelingen wordt verwezen naar de PCM 56P.

7.10.2 Type-beschrijving

PCM 58P

1 x 18 bit serie, monotonie trimbaar

De PCM 58P is een high performance DAC, waarbij door gebruik te maken van externe schakelingen de stroombronnen van de vier hoogste bits afgeregeld kunnen worden. Het IC bevat alle noodzakelijke schakelingen om een 18 bit lange seriële code om te zetten in een bipolaire analoge uitgangsstroom. De schakeling werkt op twee niet-symmetrische voedingsspanningen en levert een maximale uitgangsstroom van +/-1mA.

PIN	DESCRIPTION	MNEMONIC
P1	Decoupling Capacitor	CAP
P2	+Vcc Voltage Supply	$+V_{cc}$
P3	Decoupling Capacitor	CAP
P4	Decoupling Capacitor	CAP
P5	Bipolar Offset Point	BPO
P6	Current DAC I_{OUT}	I_{OUT}
P7	Feedback Resistor	R_{F1}
P8	Analog Common	ACOM
P9	$-V_{cc}$ Voltage Supply	$-V_{cc}$
P10	Feedback Resistor	R_{F2}
P11	Digital Common	DCOM
P12	No Connection	NC
P13	$+V_{cc}$ Voltage Supply	$+V_{cc}$
P14	No Connection	NC
P15	Decoupling Capacitor	CAP
P16	Clock	CLK
P17	DAC Latch Enable	LE
P18	No Connection	NC
P19	Data Input	DATA
P20	$-V_{cc}$ Voltage Supply	$-V_{cc}$
P21	No Connection	NC
P22	No Connection	NC
P23	No Connection	NC
P24	Bit 4 Adjust	B4 ADJ
P25	Bit 3 Adjust	B3 ADJ
P26	Bit 2 Adjust	B2 ADJ
P27	Bit 1 (MSB) Adjust	B1 ADJ
P28	Bit Adjust V_{POT}	V_{POT}

Figuur 14/7.10.2-18: Aansluitgegevens van de PCM 58P.

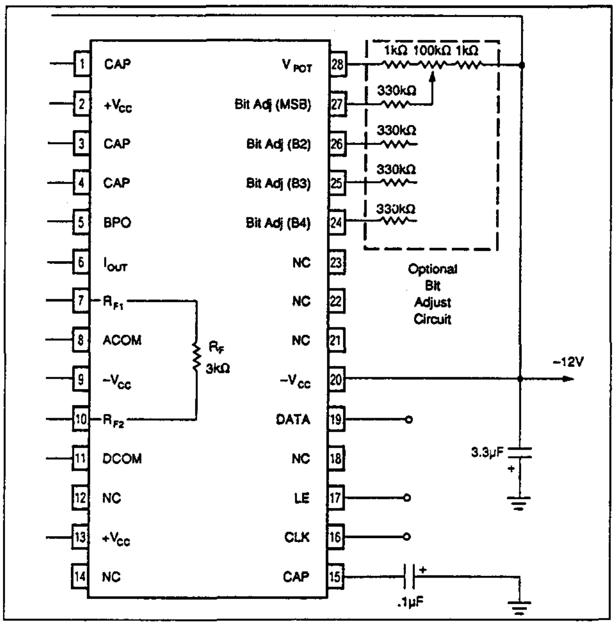
Technische gegevens

- fabrikant: Burr-Brown
- behuizing: DIL-28
- aansluitgegevens: figuur 14/7.10.2-18
- afregeling: figuur 14/7.10.2-19
- timing-diagram: figuur 14/7.10.2-20
- voedingsspanningen:
  +5,5 V max.
  -13,2 V max.
- voedingsstromen: +10/-30 mA max.
- digitale ingangen: TTL/CMOS-compatibel
- dynamisch bereik: 108 dB
- resolutie: 18 bit
- monotonie: 14 bit gegarandeerd
- clock-frequentie: 20 MHz
- settling tijd: 200 ns max.
- lineariteit: 0,005 % volle schaal
- analoge uitgang: +/-1 mA typisch
- uitgangsimpedantie: 1,2 kΩ typisch
- vervorming:
  -94 dB bij volle schaal
  -40 dB bij -60 dB van volle schaal
- drift: +/-25 ppm/°C

Voorbeeld-schakeling

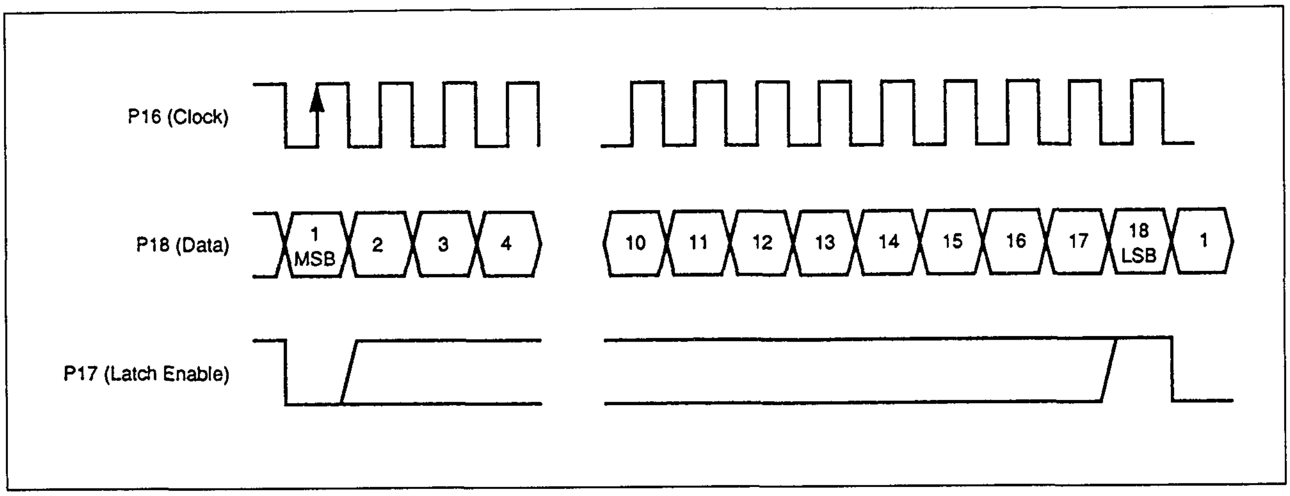
- figuur 14/7.10.2-21:

Voorbeeld van de uitgangsconfiguratie van de PCM 58P, waarbij de uitgangsstroom door middel van een stroom-naar-spanning omzetter wordt omgezet in een uitgangsspanning. De interne terugkoppelweerstand R_F wordt tussen de uitgang van de operationele versterker en de inverterende ingang opgenomen, waardoor de schakeling als I/U-omzetter gaat werken. Let op de manier waarop de voedingsspanningen door middel van condensatoren ontkoppeld moeten worden!

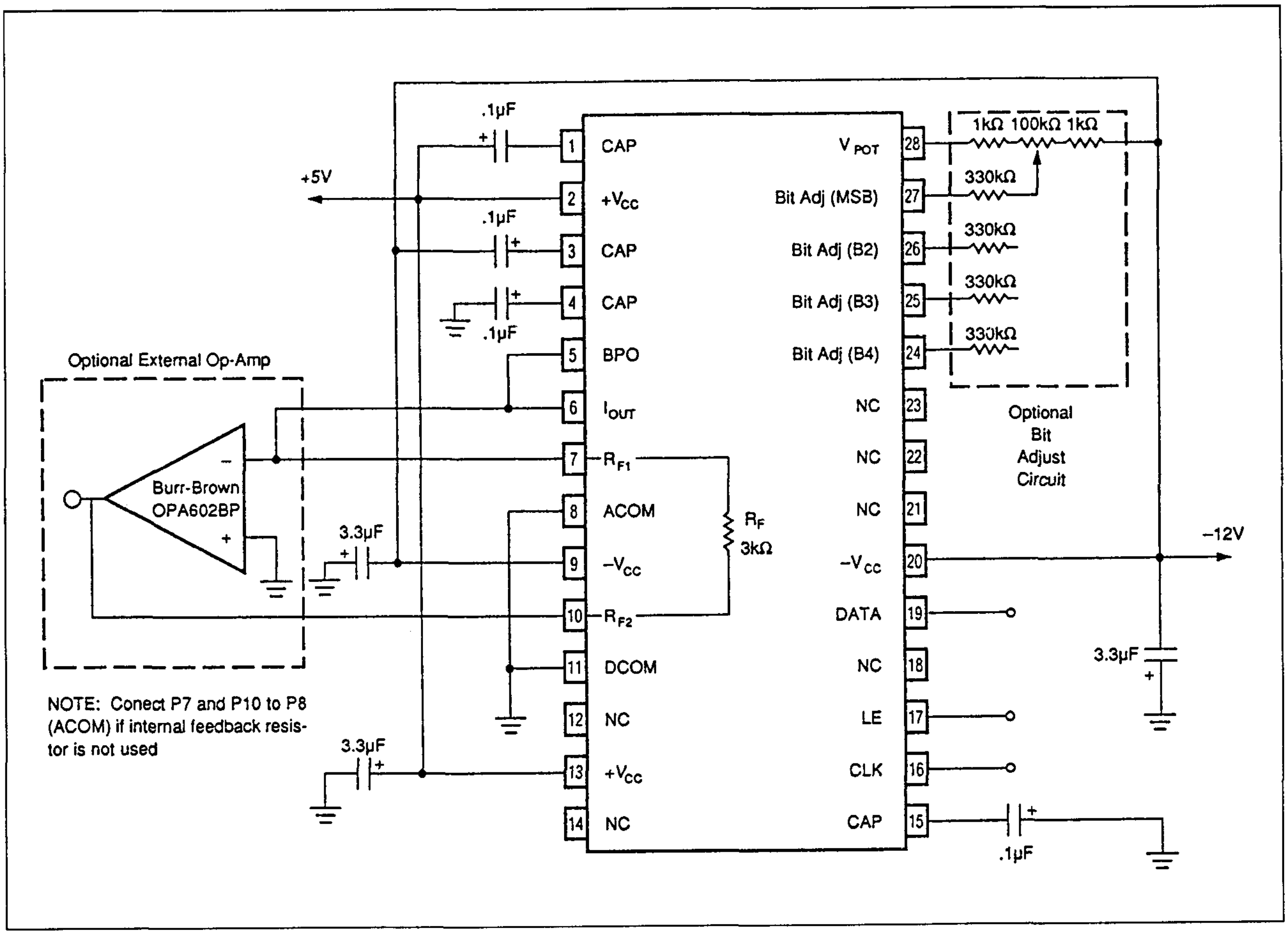


Figuur 14/7.10.2-19: Aansluitingen van de vier potentiometers voor het afregelen van de vier hoogste bits.

7.10.2 Type-beschrijving



Figuur 14/7.10.2-20: Timing-diagram voor het laden van de PCM 58P.



Figuur 14/7.10.2-21: Voorbeeld-schakeling rond de PCM 58P.

7.10.2 Type-beschrijving

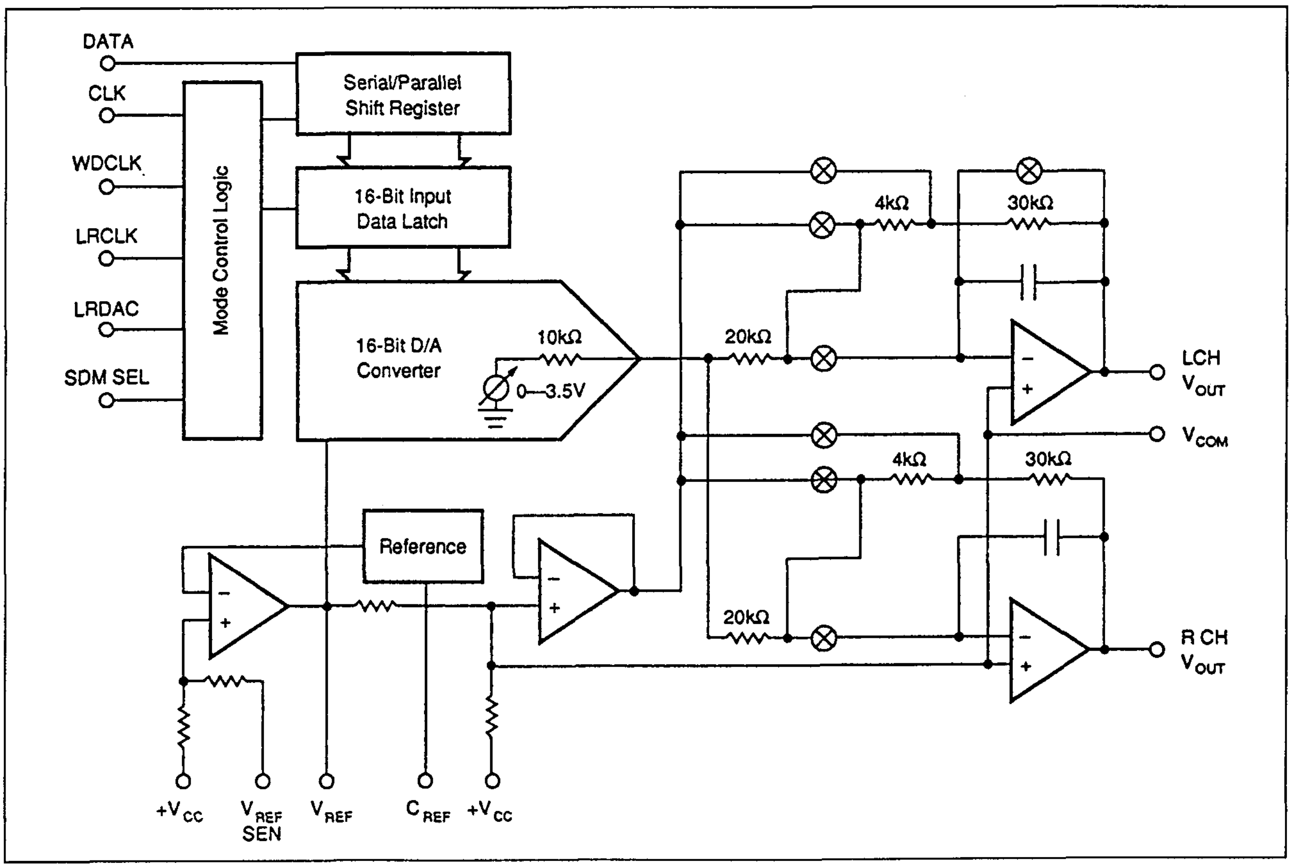
PCM 60P

2 x 16 bit serie, omschakelend

De PCM 60P bevat één 16 bit brede R/2R-DAC, waarvan de uitgangsspanning intern wordt omgeschakeld tussen twee sample&hold-trappen. Voor het besturen van deze schakelaars en het laden van de DAC staan vijf controle-signalen ter beschikking. Het IC bevat dus alle noodzakelijke schakelingen om twee 16 bit lange seriële datastromen om te zetten in twee bipolaire analoge uitgangsspanningen.
De schakeling werkt op een standaard voedingsspanning van +5 V en levert een maximale uitgangsspanning van 2,8 $V_{top\text{-}tot\text{-}top}$.

PIN	DESCRIPTION	MNEMONIC
P1	Left/Right Clock	LRCLK
P2	Word Clock	WDCLK
P3	Clock	CLK
P4	Data	DATA
P5	No Connection	NC
P6	No Connection	NC
P7	Digital Common	DCOM
P8	Analog Common	ACOM
P9	No Connection	NC
P10	Left Channel V_{OUT}	L CH Out
P11	Output Common	VCOM
P12	Right Channel V_{OUT}	R CH Out
P13	$+V_{cc}$ Analog Supply	$+V_{cc}$
P14	$+V_{cc}$ Analog Supply	$+V_{cc}$
P15	Reference Decouple	C_{REF}
P16	No Connection	NC
P17	VREF Sense	V_{REF} SEN
P18	Voltage Reference	V_{REF}
P19	$+V_{cc}$ Analog Supply	$+V_{cc}$
P20	$+V_{cc}$ Analog Supply	$+V_{cc}$
P21	$+V_{cc}$ Digital Supply	$+V_{cc}$
P22	No Connection	NC
P23	Single DAC Mode	SDM SEL
P24	Left/Right DAC Select	LRDAC

Figuur 14/7.10.2-22: Aansluitgegevens van de PCM 60P.

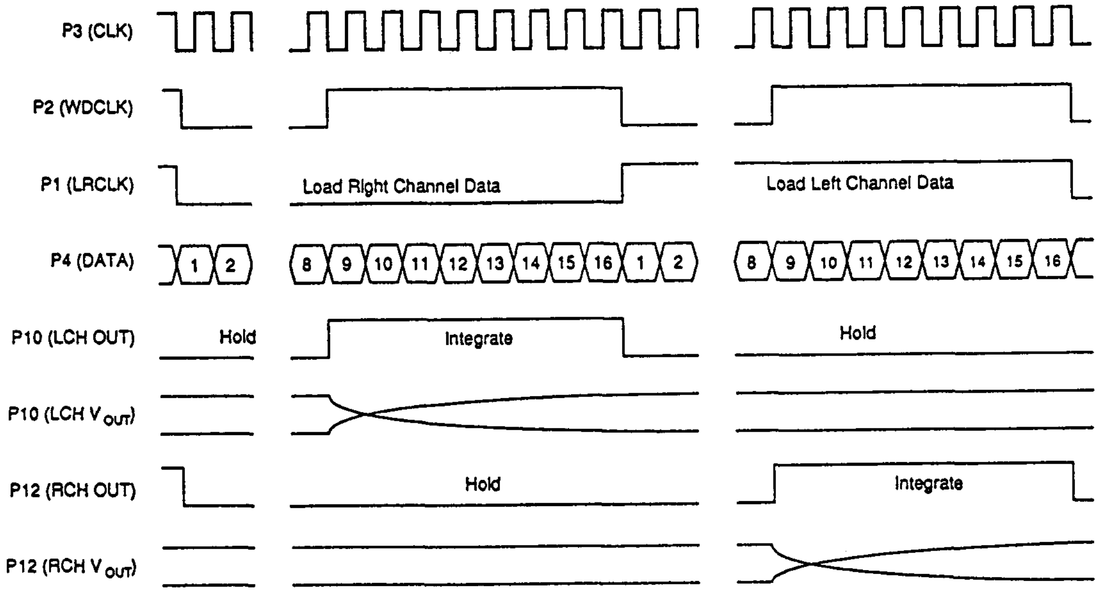


Figuur 14/7.10.2-23: Intern blokschema van de PCM 60P.

7.10.2 Type-beschrijving

PACKAGE PIN NUMBERS				SERIAL	LEFT	RIGHT
P23 SDM SEL	P24 LRDAC	P1 LRCLCK	P2 WDCLK	DATA WORD INPUT	CHANNEL OUTPUT	CHANNEL OUTPUT
0	X	0	0	Right	Hold	Hold
0	X	0	1	Right	Integrate	Hold
0	X	1	0	Left	Hold	Hold
0	X	1	1	Left	Hold	Integrate
1	0	0	0	Inhibited	V_{COM}	Hold
1	0	0	1	Inhibited	V_{COM}	Hold
1	0	1	0	Left	V_{COM}	Integrate
1	0	1	1	Left	V_{COM}	Integrate
1	1	0	0	Right	V_{COM}	Hold
1	1	0	1	Right	V_{COM}	Hold
1	1	1	0	Inhibited	V_{COM}	Integrate
1	1	1	1	Inhibited	V_{COM}	Integrate

Figuur 14/7.10.2-24: De waarheidstabel van de controle-ingangen van de PCM 60P.



Figuur 14/7.10.2-25: De timing voor het inlezen van de data in de PCM 60P en voor het selecteren van het linker of rechter uitgangskanaal.

Technische gegevens

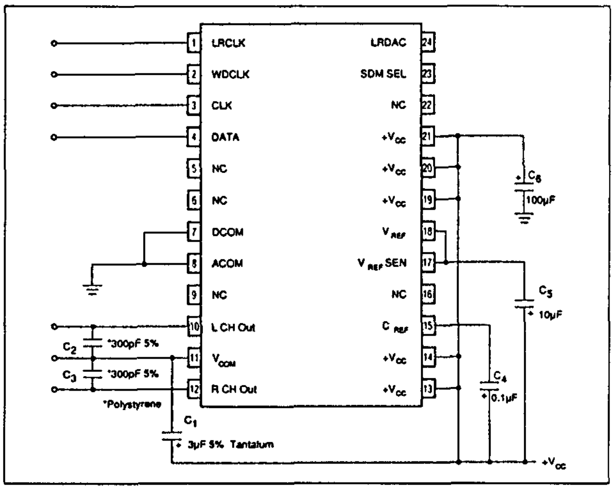
- fabrikant: Burr-Brown
- behuizing: 24-pens SIOC
- aansluitgegevens: figuur 14/7.10.2-22
- intern blokschema: figuur 14/7.10.2-23
- waarheidstabel: figuur 14/7.10.2-24
- timing-diagram: figuur 14/7.10.2-25
- voedingsspanning: +5 V typisch
- voedingsstroom: 9,5 mA max.
- digitale ingangen: TTL-compatibel
- dynamisch bereik: 96 dB
- resolutie: 16 bit
- clock-frequentie: 8,5 MHz min.
- DATA-formaat: BTC
- analoge uitgang: 2,8 $V_{top\text{-}tot\text{-}top}$ typisch
- uitgangsimpedantie: 2 Ω typisch
- vervorming:
  -86 dB bij volle schaal
  -28 dB bij -60 dB van volle schaal
- drift: +/-100 ppm/°C
- overspraak: 85 dB typisch

7.10.2 Type-beschrijving

Voorbeeld-schakeling

- figuur 14/7.10.2-26:

Uit dit schema blijkt hoe weinig externe componenten er noodzakelijk zijn voor het instellen van de PCM 60P! Drie ontkoppelcondensatoren tussen de voeding, de referentie en de massa en twee filtercondensatoren op de analoge uitgangen volstaan.



Figuur 14/7.10.2-26: De minimale externe schakeling die noodzakelijk is voor het laten werken van de PCM 60P.

PCM 61P

1 x 18 bit serie, 8 x oversampling

De PCM 61P is een 18 bit brede stroomleverende DAC, die door middel van drie signalen geladen kan worden. Het IC is in staat samen te werken met een digitaal transversaal filter, dat een achtvoudige oversampelde datastroom genereert. De PCM 61P is pin-compatibel met de standaard PCM 56P en kan zonder meer de plaats van dit IC innemen. Een externe deglitcher is niet noodzakelijk. Dank zij de aanwezigheid van een interne operationele versterker kan de uitgangsstroom van de DAC intern in een spanning worden omgezet. Het MSB kan worden afgeregeld door middel van een externe potentiometer. De schakeling werkt op afzonderlijke symmetrische voedingsspanningen voor het analoge en digitale deel van +/-5 V.

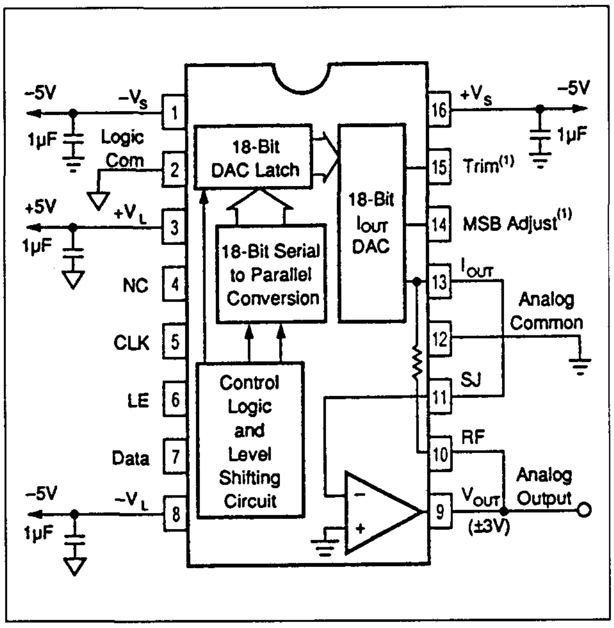
Technische gegevens

- fabrikant: Burr-Brown
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 14/7.10.2-27
- intern blokschema: figuur 14/7.10.2-28
- timing-diagram: figuur 14/7.10.2-29
- voedingsspanningen:
  +/-13,2 V max.
  +/-5,75 V typisch
- voedingsstromen: +10/-25 mA max.
- digitale ingangen: TTL/CMOS-compatibel
- dynamisch bereik: 108 dB
- resolutie: 18 bit
- clock-frequentie: 16,9 MHz max.
- DATA-formaat: BTC
- settling tijd: 1 μs max.
- slew rate: 12 V/μs typisch
- lineariteit: 0,001 % volle schaal
- spanning uitgang:
  - spanning: +/-3 V typisch
  - uitgangsimpedantie: 0,1 Ω typisch
- stroom uitgang:
  - uitgangsstroom: +/-1 mA min.
  - uitgangsimpedantie: 1,2 kΩ
- vervorming:
  -82 dB bij volle schaal
  -34 dB bij -60 dB van volle schaal
- drift: +/-25 ppm/°C

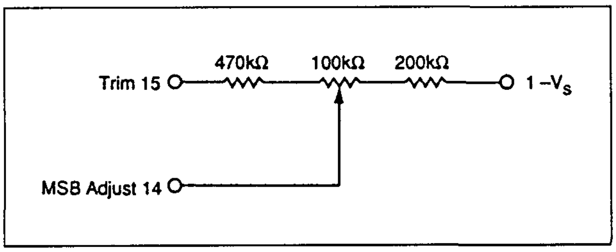
1	$-V_S$	Analog Negative Supply
2	LOG COM	Logic Common
3	$+V_L$	Logic Positive Supply
4	NC	No Connection
5	CLK	Clock Input
6	LE	Latch Enable Input
7	DATA	Serial Data Input
8	$-V_L$	Logic Negative Supply
9	V_{OUT}	Voltage Output
10	RF	Feedback Resistance
11	SJ	Summing Junction
12	ANA COM	Analog Common
13	I_{OUT}	Current Output
14	MSB ADJ	MSB Adjustment Terminal
15	TRIM	MSB Trim-pot Terminal
16	$+V_S$	Analog Positive Supply

Figuur 14/7.10.2-27: Aansluitgegevens van de PCM 61P.

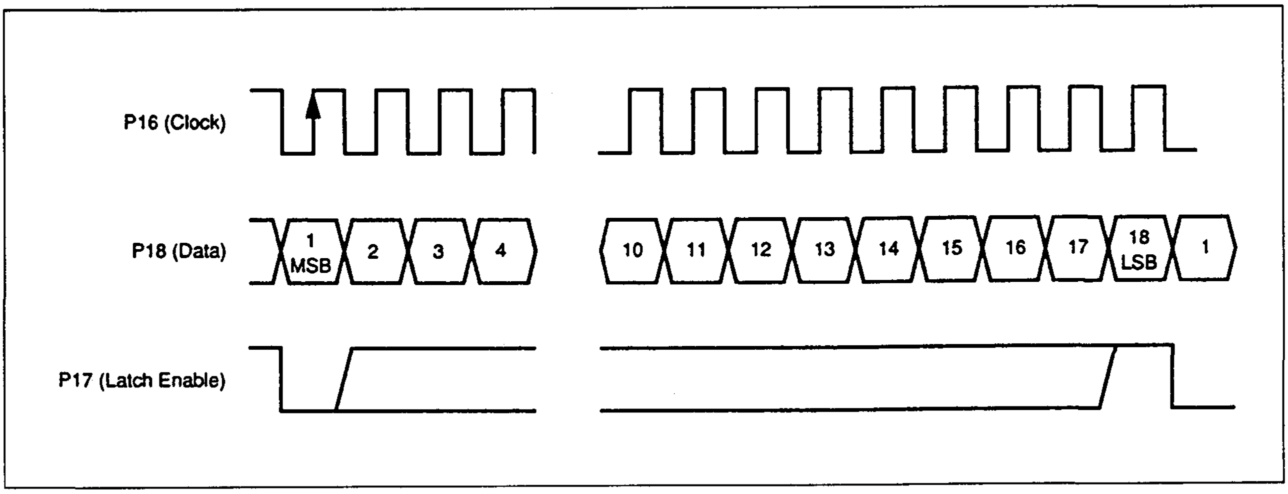
7.10.2 Type-beschrijving



Figuur 14/7.10.2-28: Intern blokschema en externe bedrading van de PCM 61P.



Figuur 14/7.10.2-30: Het afregelen van de PCM 61P op maximale nauwkeurigheid.



Figuur 14/7.10.2-29: Timing-diagram van de signalen clock, data en enable voor het laden van de seriële gegevens in de PCM 61P.

Voorbeeld-schakeling

– figuur 14/7.10.2-30:
Aansluiten van een externe potentiometer op de PCM 61P voor het afregelen van de stroombron van het hoogste bit.

PCM 63P

1 x 20 bit serie, 16 x oversampling

De PCM 63P is een 20 bit brede stroomleverende DAC, die door middel van drie signalen geladen kan worden. Het IC is in staat

7.10.2 Type-beschrijving

samen te werken met een digitaal transversaal filter, dat een 16-voudige oversampelde datastroom genereert. De PCM 63P is een hoogwaardige omzetter, waar maximale aandacht is besteed aan minimale vervorming en digitale cross-over.
De schakeling werkt met twee 19 bit brede DAC's volgens het gecascadeerde principe. De uitgangsstromen van de positieve DAC en de negatieve DAC worden bij elkaar opgeteld en staan ter beschikking op één uitgangspen. De stroombronnen van de MSB's van beide DAC's zijn door middel van potentiometers af te regelen. Hiervoor staat een zeer stabiele referentiespanning ter beschikking. De PCM 63P werkt met voedingsspanningen van +/-5 V en levert een uitgangsstroom van +/-2 mA.

PIN	DESCRIPTION	MNEMONIC
P1	Servo Amp Decoupling Capacitor	CAP
P2	+5V Analog Supply Voltage	$+V_A$
P3	Reference Decoupling Capacitor	CAP
P4	Offset Decoupling Capacitor	CAP
P5	Bipolar Offset Current Output (+2mA)	BPO
P6	DAC Current Output (0 to –4mA)	I_{OUT}
P7	Analog Common Connection	ACOM
P8	No Connection	NC
P9	Feedback Resistor Connection (1.5kΩ)	RF_1
P10	Feedback Resistor Connection (1.5kΩ)	RF_2
P11	–5V Digital Supply Voltage	$-V_D$
P12	Digital Common Connection	DCOM
P13	+5V Digital Voltage Supply	$+V_D$
P14	No Connection	NC
P15	No Connection	NC
P16	No Connection	NC
P17	No Connection	NC
P18	DAC Data Clock Input	CLK
P19	No Connection	NC
P20	DAC Data Latch Enable	LE
P21	DAC Data Input	DATA
P22	No Connection	NC
P23	Optional Upper DAC Bit-2 Adjust (–4.29V)*	UB2 Adj
P24	Optional Lower DAC Bit-2 Adjust (–4.29V)*	LB2 Adj
P25	Bit Adjust Reference Voltage Tap (–3.52V)*	V_{POT}
P26	No Connection	NC
P27	No Connection	NC
P28	–5V Analog Supply Voltage	$-V_A$

*Nominal voltages at these nodes assuming $\pm V_A$; $\pm V_D = \pm 5V$.

Figuur 14/7.10.2-31: Aansluitgegevens van de PCM 63P.

Technische gegevens

- fabrikant: Burr-Brown
- behuizing: DIL-28
- aansluitgegevens: figuur 14/7.10.2-31
- intern blokschema: figuur 14/7.10.2-32
- timing-diagram: figuur 14/7.10.2-33
- voedingsspanningen: +/-5 V typisch
- voedingsstromen: +15/-45 mA max.
- digitale ingangen: TTL/CMOS-compatibel
- dynamisch bereik:
  PCM 63P: 100 dB
  PCM 63P-J: 104 dB
  PCM 63P-K: 108 dB
- resolutie: 20 bit
- clock-frequentie: 30 MHz typisch
- DATA-formaat: BTC
- lineariteit: +/-0,3 dB volle schaal
- uitgangsstroom: +/-2 mA min.
- uitgangsimpedantie: 670 Ω
- vervorming:
  -88 dB bij volle schaal
  -36 dB bij -60 dB van volle schaal
- drift: +/-4 ppm/°C

Voorbeeld-schakelingen

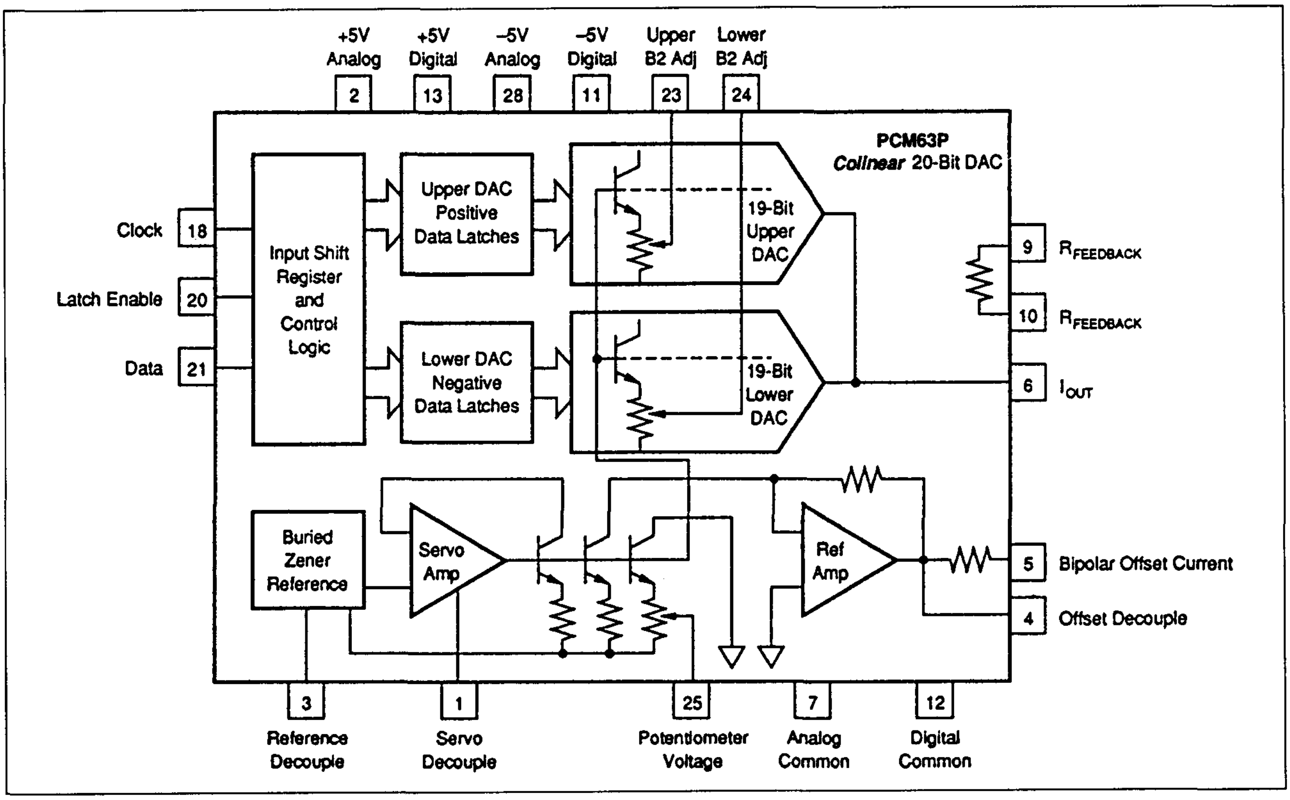
- figuur 14/7.10.2-34:

Aansluiten van externe potentiometers op de PCM 63P voor het afregelen van de stroombronnen van het hoogste bit van de twee DAC's.

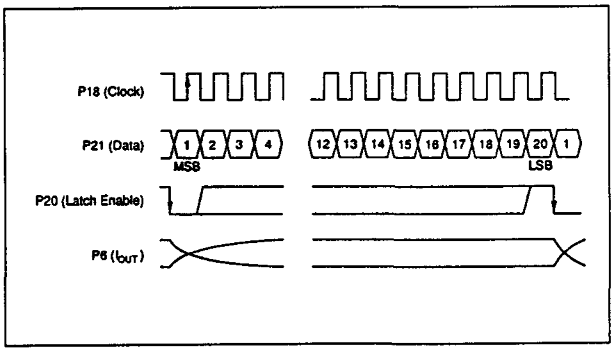
- figuur 14/7.10.2-35:

Volledig uitgewerkte praktische schakeling rond de PCM 63P. Voor het digitaal transversaal filter wordt een beroep gedaan op de DF 1700P van Burr-Brown.
Dit filter werkt met achtvoudige oversampling.
Het digitale filter wordt gestuurd uit de Yamaha-chip YM 3623, die de van de foutcorrectie ontvangen seriële primaire datastroom omzet in besturingssignalen voor het filter. De uitgangsstromen van de DAC's worden via operationele versterkers A1 en A3 omgezet in uitgangsspanningen.
De laagdoorlaatfilters zijn, dank zij de 8-voudige oversampling, tamelijk eenvoudig en bestaan uit fase-lineaire derde-orde filters.

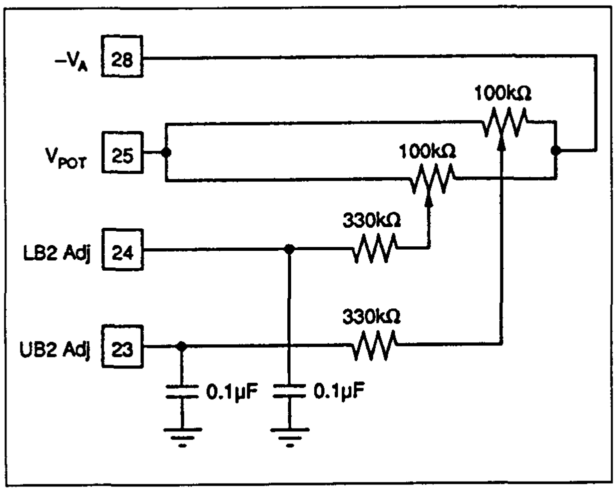
7.10.2 Type-beschrijving



Figuur 14/7.10.2-32: Intern blokschema van de PCM 63P.

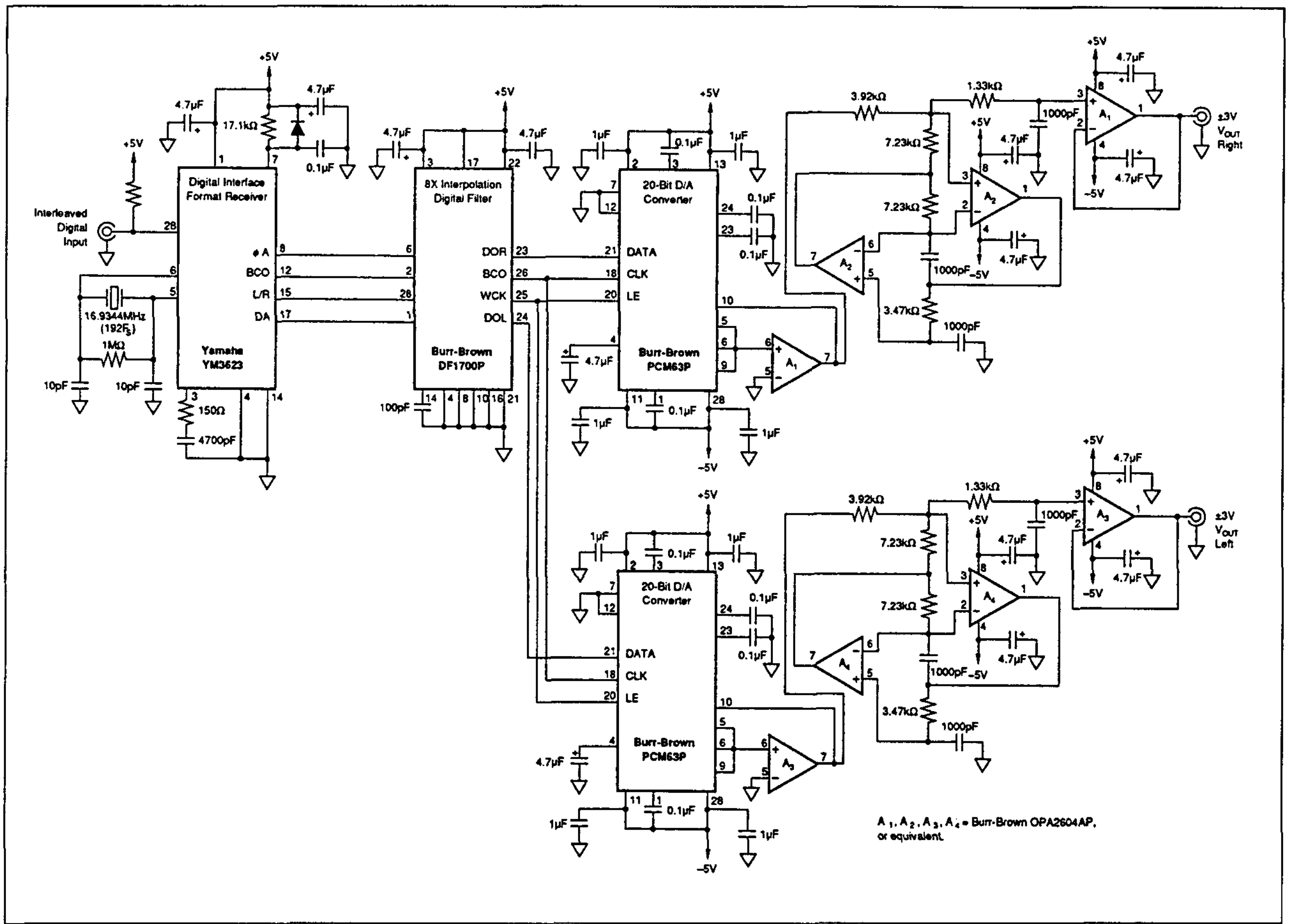


Figuur 14/7.10.2-33: Timing-diagram van de signalen clock, data en enable voor het laden van de seriële gegevens in de PCM 63P.



Figuur 14/7.10.2-34: Het afregelen van twee MSB's van de twee interne DAC's van de PCM 63P op maximale nauwkeurigheid.

7.10.2 Type-beschrijving



Figuur 14/7.10.2-35: Een praktische voorbeeldschakeling van een hoogwaardige CD-schakeling, waarbij twee DAC's van het type PCM 63P worden gebruikt.

PCM 64P

1 x 18 bit parallel, 16 bit monotoon

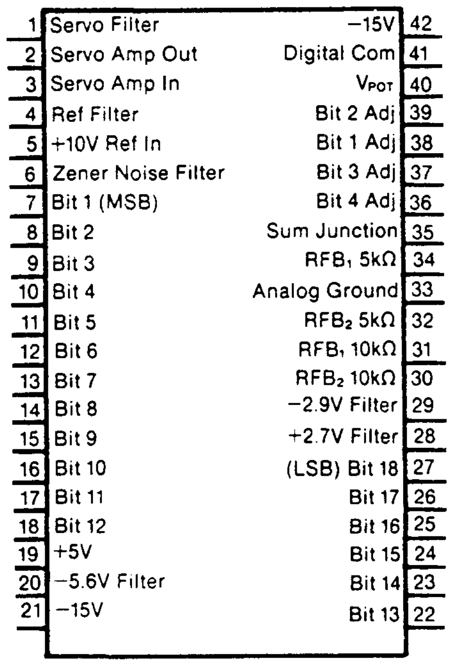
De PCM 64P is een 18 bit brede stroomleverende DAC, die parallelle ingangen heeft. De eigenlijke DAC is afgeleid van de industriële DAC 729. Door de fabrikant wordt een monotonie over slechts 16 bit gegarandeerd, maar er zijn voorzieningen aanwezig om de stroombronnen van de vier hoogste bits af te regelen.
Externe stroom-naar-spanning omzetter en deglitcher zijn noodzakelijk, evenals een referentiespanning.
Deze laatste moet een spanning van +10 V leveren.
De schakeling heeft vier ingebouwde terugkoppelweerstanden, die men kan gebruiken voor het instellen van de externe stroom-naar-spanning omzetter.
De schakeling werkt met twee a-symmetrische voedingsspanningen van +5 V en -15 V typisch.

Technische gegevens

- fabrikant: Burr-Brown
- behuizing: DIL-42
- aansluitgegevens: figuur 14/7.10.2-36
- voedingsspanningen:
  -15,5 V max.
  +5,25 V max.
- voedingsstromen: +17/-22 mA max.
- digitale ingangen: TTL/CMOS-compatibel
- dynamisch bereik: 108 dB
- resolutie: 18 bit

7.10.2 Type-beschrijving

- monotonie: 16 bit gegarandeerd
- settling tijd: 200 ns max.
- stroom uitgang:
  - uitgangsstroom: +/-1 mA min.
  - uitgangsimpedantie: 3,0 kΩ
  - feed-back: 2 x 5 kΩ + 2 x 10 kΩ
- vervorming:
  -96 dB bij volle schaal
  -42 dB bij -60 dB van volle schaal
- drift: +/-25 ppm/°C
- externe referentie:
  - spanning: +10,0 V typisch
  - stroom: 2 mA max.



Figuur 14/7.10.2-36: Aansluitgegevens van de PCM 64P.

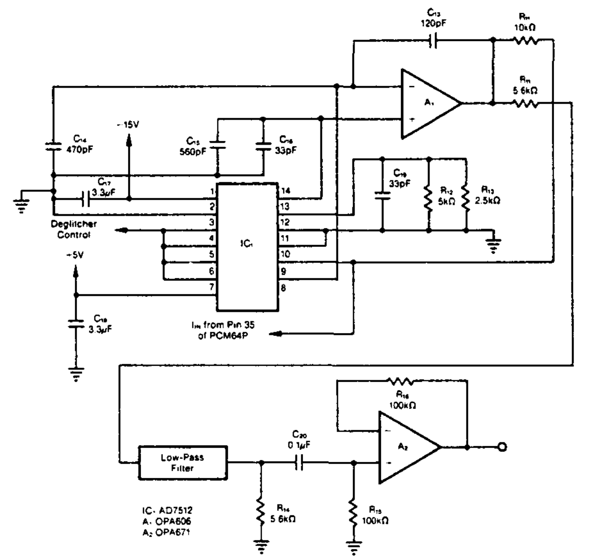
Voorbeeld-schakelingen

- figuur 14/7.10.2-37:

De externe schakeling rond de PCM 64P, noodzakelijk voor het omzetten van stroom in spanning en het deglitchen van de uitgang.

- figuur 14/7.10.2-38:

Een praktisch bruikbaar schema rond de PCM 64P, met de door de fabrikant voorgeschreven schakeling voor het afregelen van de stroombronnen van de vier hoogste bits.



Figuur 14/7.10.2-37: Externe schakelingen voor het omzetten van de uitgangsstroom in een spanning.

PCM 66P

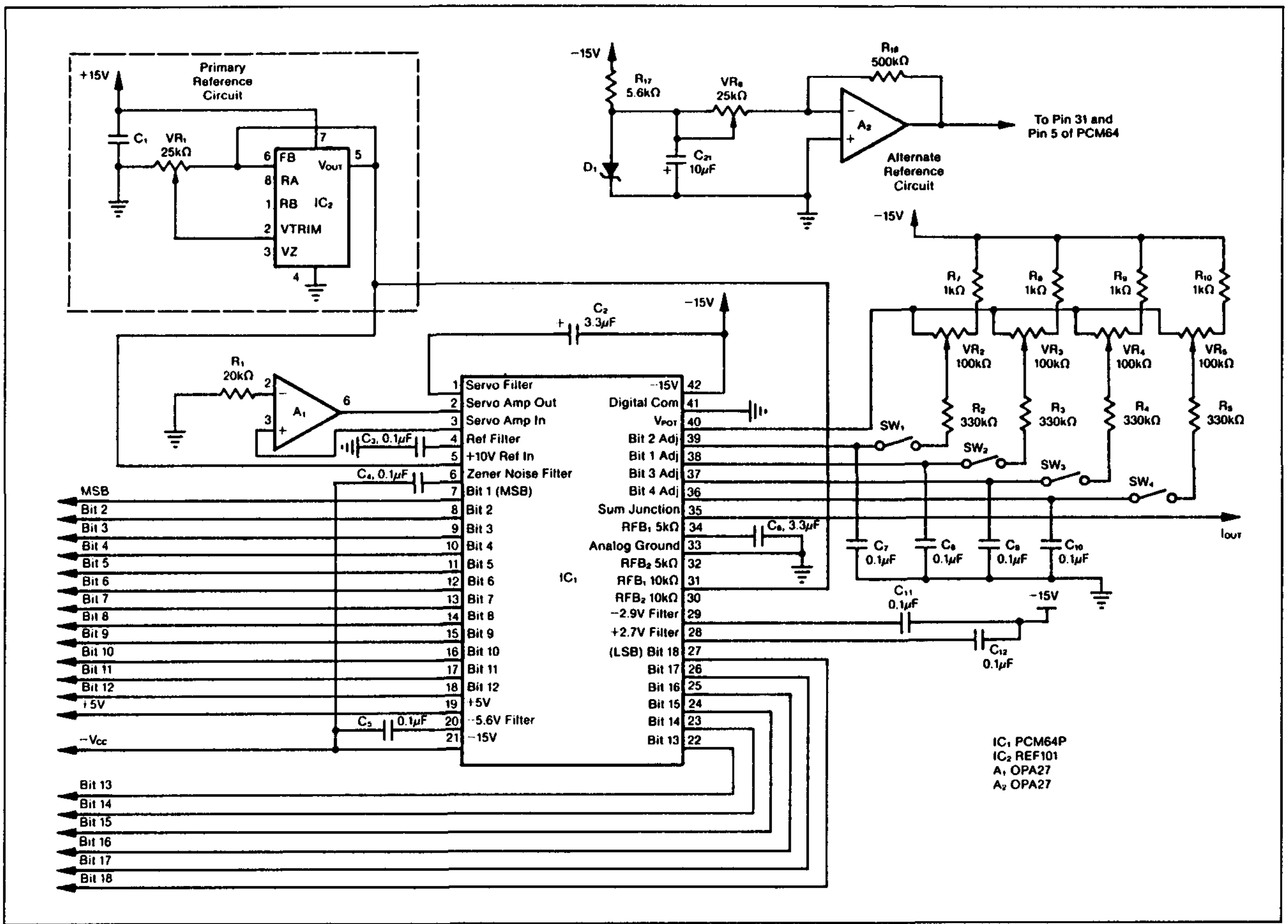
2 x 16 bit serie, omschakelend

De PCM 66P bevat één 16 bit brede R/2R-DAC, waarvan de uitgangsspanning intern wordt omgeschakeld tussen twee sample&hold-trappen.

Voor het besturen van deze schakelaars en het laden van de DAC staan vijf controlesignalen ter beschikking.

Het IC bevat dus alle noodzakelijke schakelingen om twee 16 bit lange seriële datastromen om te zetten in twee bipolaire analoge uitgangsspanning. De schakeling werkt op een standaard voedingsspanning van +5 V en levert een maximale uitgangsspanning van 2,8 $V_{top\text{-}tot\text{-}top}$.

7.10.2 Type-beschrijving



Figuur 14/7.10.2-38: Deze schakeling is noodzakelijk voor het volledig instellen van de PCM 64P. Er zijn twee voorstellen getekend voor het genereren van de noodzakelijke 10 V referentiespanning.

Technische gegevens

- fabrikant: Burr-Brown
- behuizing: 22-pens SIOC
- aansluitgegevens: figuur 14/7.10.2-39
- intern blokschema: figuur 14/7.10.2-40
- waarheidstabel: figuur 14/7.10.2-41
- timing-diagram: figuur 14/7.10.2-42
- voedingsspanning: +5 V typisch
- voedingsstroom: 9,5 mA max.
- digitale ingangen: TTL-compatibel
- dynamisch bereik: 96 dB
- resolutie: 16 bit
- clock-frequentie: 8,5 MHz min.
- DATA-formaat: BTC
- analoge uitgang: 2,8 $V_{top\text{-}tot\text{-}top}$ typisch
- uitgangsimpedantie: 2 Ω typisch
- vervorming:
  -86 dB bij volle schaal
  -28 dB bij -60 dB van volle schaal
- drift: +/-100 ppm/°C
- overspraak: 85 dB typisch

Voorbeeld-schakeling

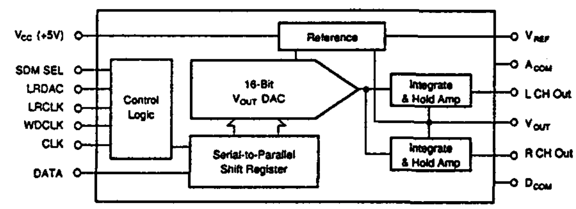
- figuur 14/7.10.2-43:

Uit dit schema blijkt hoe weinig externe componenten er noodzakelijk zijn voor het instellen van de PCM 66P! Drie ontkoppelcondensatoren tussen de voeding, de referentie en de massa en twee filtercondensatoren op de analoge uitgangen volstaan.

7.10.2 Type-beschrijving

PIN	DESCRIPTION	MNEMONIC
1	Left/Right Clock	LRCLK
2	Word Clock	WDCLK
3	Clock Input	CLK
4	Data Input	DATA
5	No Connection	NC
6	Digital Common	D_{COM}
7	Analog Common	A_{COM}
8	Left Channel V_{OUT}	L CH Out
9	Output Common	V_{COM}
10	Right Channel V_{OUT}	R CH Out
11	Analog Supply	$+V_{CC}$
12	Analog Supply	$+V_{CC}$
13	Reference Decouple	C_{REF}
14	Reference Sense	V_{REF} SENSE
15	Reference Output	V_{REF}
16	Analog Supply	$+V_{CC}$
17	Analog Supply	$+V_{CC}$
18	Digital Supply	$+V_{CC}$
19	Single DAC Mode	SDM SEL
20	Left/Right DAC Select	LRDAC

Figuur 14/7.10.2-39: Aansluitgegevens van de PCM 66P.



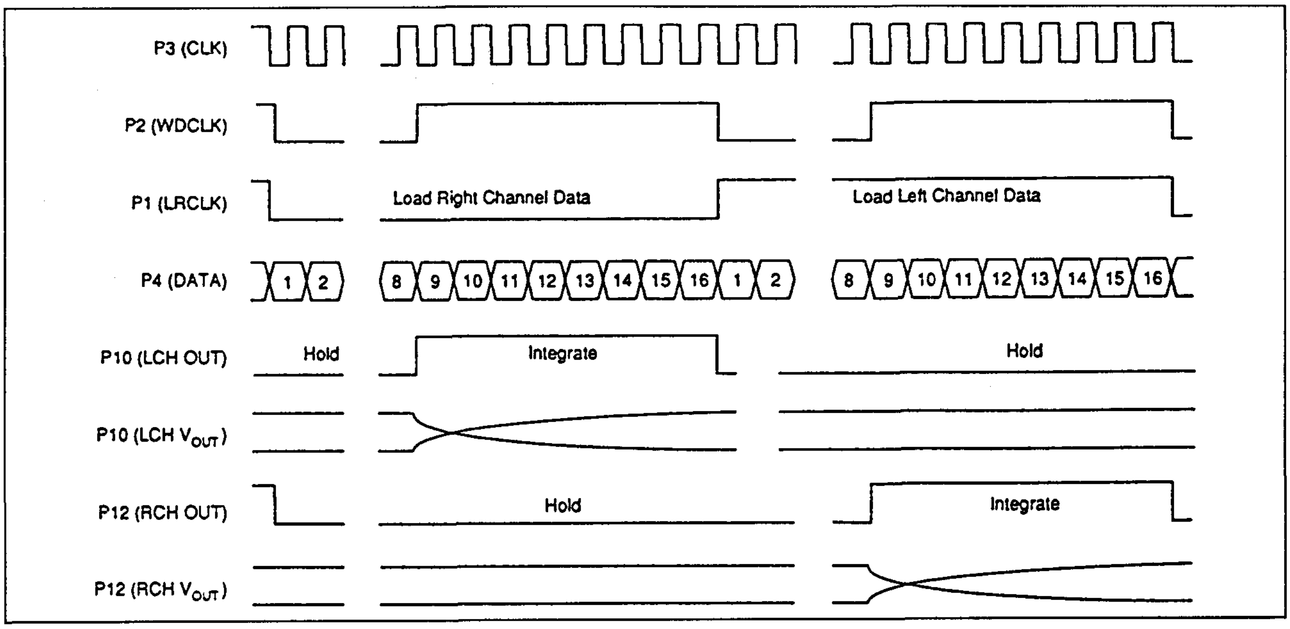
Figuur 14/7.10.2-40: Intern blokschema van de PCM 66P.

PIN FUNCTIONS				SERIAL DATA WORD INPUT	LEFT CHANNEL OUTPUT	RIGHT CHANNEL OUTPUT
SDM SEL	LRDAC	LRCLCK	WDCLK			
0	X	0	0	Right	Hold	Hold
0	X	0	1	Right	Integrate	Hold
0	X	1	0	Left	Hold	Hold
0	X	1	1	Left	Hold	Integrate
1	0	0	0	Inhibited	V_{COM}	Hold
1	0	0	1	Inhibited	V_{COM}	Hold
1	0	1	0	Left	V_{COM}	Integrate
1	0	1	1	Left	V_{COM}	Integrate
1	1	0	0	Right	V_{COM}	Hold
1	1	0	1	Right	V_{COM}	Hold
1	1	1	0	Inhibited	V_{COM}	Integrate
1	1	1	1	Inhibited	V_{COM}	Integrate

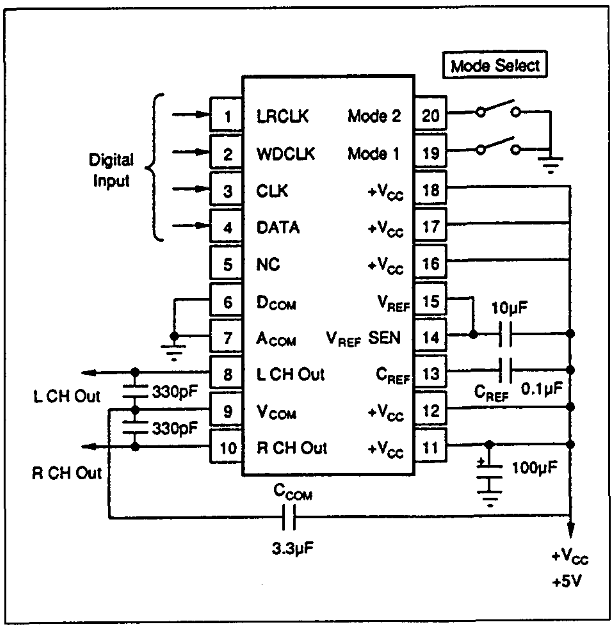
NOTE: Positive edge of CLK (P3) latches LRCLK (P1), WDCLK (P2), and DATA (P4).

Figuur 14/7.10.2-41: De waarheidstabel van de controle-ingangen van de PCM 66P.

7.10.2 Type-beschrijving



Figuur 14/7.10.2-42: De timing voor het inlezen van de data in de PCM 66P en voor het selecteren van het linker of rechter uitgangskanaal.



Figuur 14/7.10.2-43: De minimale externe schakeling die noodzakelijk is voor het laten werken van de PCM 66P.

PCM 67

2 x 18 bit serie, 16 x oversampling

De PCM 67 werkt volgens een tamelijk gecompliceerd principe, dat een combinatie is van noise-shaping DAC en cascaded DAC. In totaal bevat het IC zes DAC's, waarvan 2 gebruikt worden voor de noise-shaping en de 4 overige voor het cascade-principe. Het gevolg is dat het IC uitstekende eigenschappen heeft rond het nulpunt. Zo bedraagt de totale harmonische vervorming bij een uitgangssignaal dat 60 dB lager ligt dan het maximum nog steeds maar -46 dB typisch met een gegarandeerde maximale waarde van -40 dB.

De PCM 67 is leverbaar in twee behuizingen, namelijk DIL-16 (PCM 67P) en SOIC-20 (PCM 67U).

De extra pennen van de PCM 67U zijn "gereserveerd voor toekomstig gebruik".

De digitale gegevens worden via een uit vijf signalen bestaande besturing in het IC geladen en naar de twee analoge stroomuitgangen gestuurd. Deze stromen moeten met externe operationele versterkers worden omgezet in uitgangsspanningen.

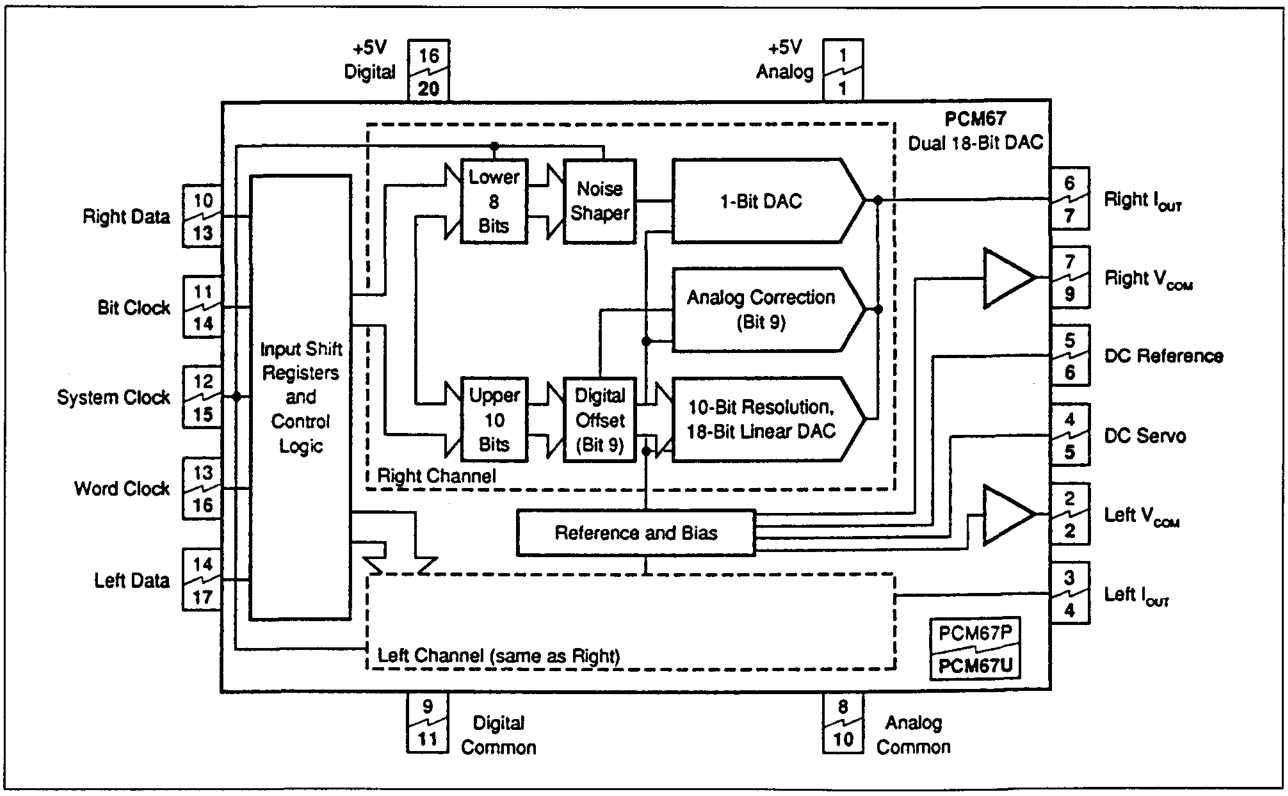
7.10.2 Type-beschrijving

Technische gegevens

- fabrikant: Burr-Brown
- behuizing:
  PCM 67U: 20-pens SOIC
  PCM 67P: 16-pens DIP
- aansluitgegevens: figuur 14/7.10.2-44
- intern blokschema: figuur 14/7.10.2-45
- timing-diagram: figuur 14/7.10.2-46
- voedingsspanning: 2 x +5 V typisch
- voedingsstroom: 20 mA max.
- digitale ingangen: TTL-compatibel
- dynamisch bereik: 108 dB
- resolutie: 18 bit
- clock-frequentie: 20 MHz max.
- DATA-formaat: BTC
- analoge uitgang: 1,2 mA typisch
- uitgangsimpedantie: 600 Ω typisch
- vervorming:
  -82 dB bij volle schaal
  -40 dB bij -60 dB van volle schaal
- drift: +/-196 ppm/°C
- overspraak: 106 dB typisch
- leneariteit: +/-1 dB typisch

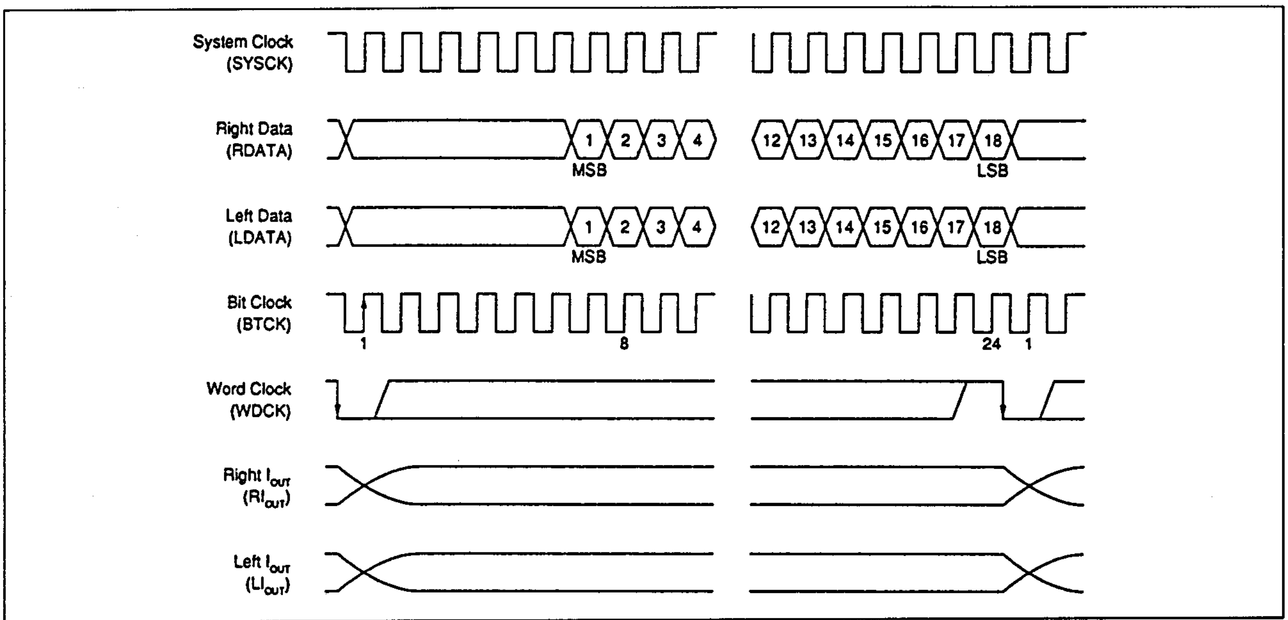
PCM67P	PCM67U	DESCRIPTION	MNEMONIC
1	1	+5V Analog Supply Voltage	$+V_A$
2	2	Left Voltage Common	LV_{COM}
	3	No Connection	NC
3	4	Left Current Output (0 to 1.2mA)	LI_{OUT}
4	5	Servo Decoupling Capacitor	SRVCAP
5	6	Reference Decoupling Capacitor	REFCAP
6	7	Right Current Output (0 to 1.2mA)	RI_{OUT}
	8	No Connection	NC
7	9	Rigth Voltage Common	RV_{COM}
8	10	Analog Common	ACOM
9	11	Digital Common	DCOM
	12	Reserved for Future Use	RSRVD
10	13	Right Data Input	RDATA
11	14	Bit Clock	BTCK
12	15	System Clock	SYSCK
13	16	Word Clock	WDCK
14	17	Left Data Input	LDATA
	18	Reserved for Future Use	RSRVD
15	19	Reserved for Future Use	RSRVD
16	20	+5V Digital Supply Voltage	$+V_D$

Figuur 14/7.10.2-44: Aansluitgegevens van de PCM 67.



Figuur 14/7.10.2-45: Intern blokschema van de PCM 67.

7.10.2 Type-beschrijving



Figuur 14/7.10.2-46: De timing voor het inlezen van de data in de PCM 667 en voor het selecteren van het linker of rechter uitgangskanaal.

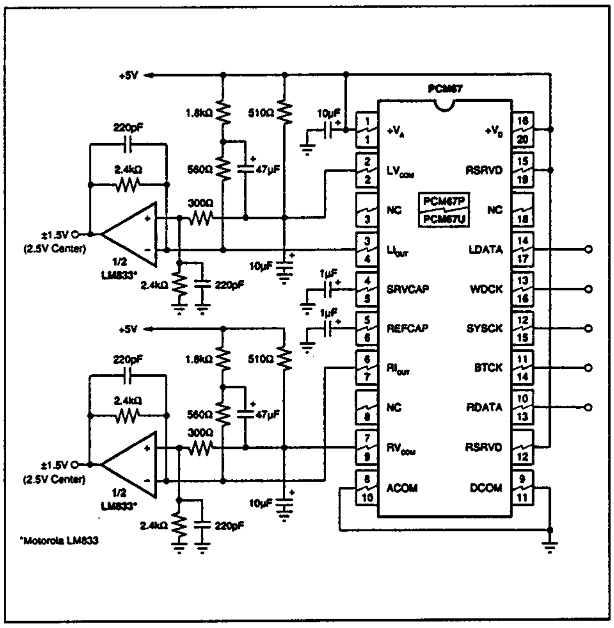
Voorbeeld-schakelingen

– figuur 14/7.10.2-47:

De schakeling waarmee de uitgangsstromen van de PCM 67 worden omgezet in analoge uitgangsspanningen. De pennen die bedoeld zijn voor toekomstige uitbreidingen "RSRVD" moeten met de digitale voedingsspanning van +5 V verbonden worden.

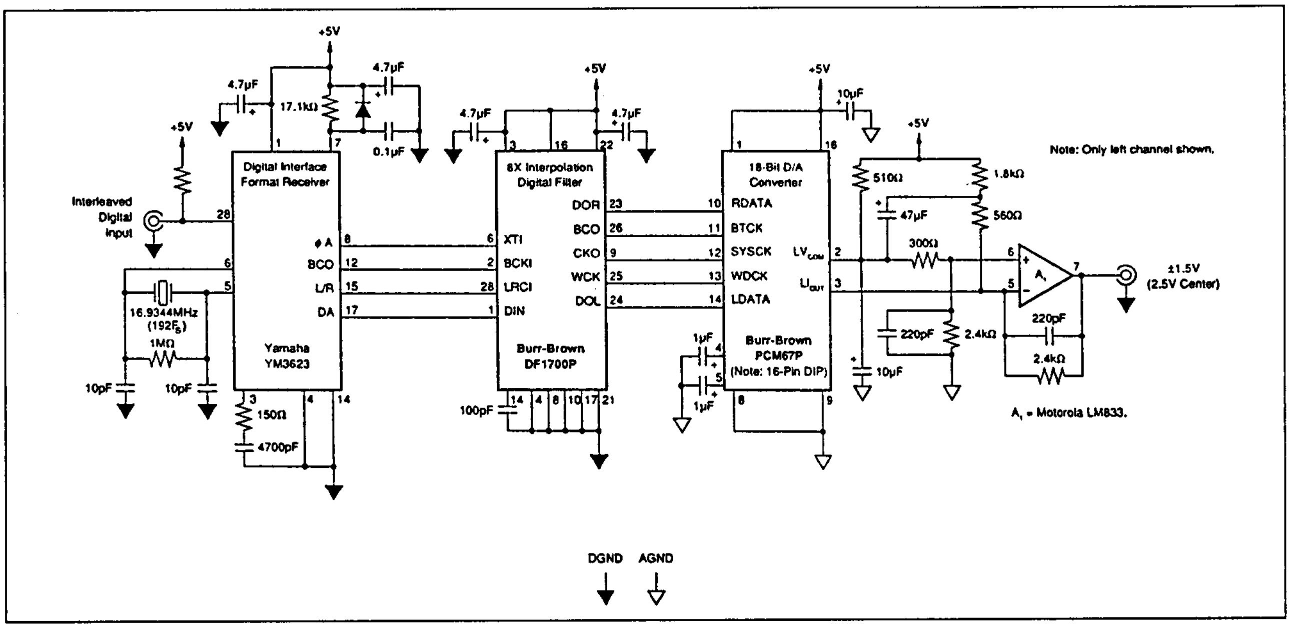
– figuur 14/7.10.2-48:

Een volledige schakeling van het signaalverwerkende gedeelte van een kwalitatief hoogstaande CD-speler.Als digitale interface wordt de YM 3623 van Yamaha gebruikt. Nadien volgt een digitaal transversaal filter DF 1700P dat werkt met achtvoudige oversampling. De stroom naar spanning omzetter rond de operationele versterker A1 is uitgebreid met een derde orde laagdoorlaat filter.



Figuur 14/7.10.2-47: De noodzakelijke schakeling voor het omzetten van de uitgangsstromen van de PCM 67 in uitgangsspanningen.

7.10.2 Type-beschrijving



Figuur 14/7.10.2-48: De volledige schakeling van het signaalverwerkende deel van een hoogwaardige CD-speler.

TDA 1541

2 x 16 bit serie, 4 x oversampling

De TDA 1541 is een dubbele 16 bit brede DAC, die werkt volgens het "dynamic element matching"-principe. De snelle maximale clock-frequentie van 12 MHz laat toe het IC te sturen met seriële data die vier maal oversampled zijn. De twee DAC's leveren een uitgangsstroom van maximaal 4,6 mA. Het IC is ondergebracht in een 28-pens DIL-behuizing, waarvan niet minder dan 14 pennen worden gebruikt voor het aansluiten van de condensatoren die noodzakelijk zijn voor het middelen van de stromen die door het DEM-principe worden opgewekt.
De digitale gegevens worden via een uit vijf signalen bestaande besturing in het IC geladen en naar de twee analoge stroomuitgangen gestuurd. Er zijn diverse data-formaten instelbaar, zodat de TDA 1541 niet alleen voor CD-toepassingen geschikt is, maar ook gebruikt kan worden als sluitstuk van audio signal processors.

Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-28
- aansluitgegevens: figuur 14/7.10.2-49
- intern blokschema: figuur 14/7.10.2-50
- timing-diagram: figuur 14/7.10.2-51
- voedingsspanning:
  pen 15: -15 V typisch
  pen 26: -5 V typisch
  pen 28: +5 V typisch
- voedingsstroom:
  pen 15: 25 mA typisch
  pen 26: 45 mA typisch
  pen 28: 45 mA typisch
- digitale ingangen: TTL-compatibel
- dynamisch bereik: 95 dB
- resolutie: 16 bit
- clock-frequentie: 12 MHz max.
- DATA-formaat:
  omschakelbaar, zie figuur 14/7.10.2-52
- analoge uitgang: 4,0 mA typisch
- overspraak: 80 dB typisch
- lineariteit: 0,5 LSB typisch

7.10.2 Type-beschrijving

Pin	Symbol	Description
1	LE/WS*	latch enable input / word select input
2	BCK*	bit clock input
3	DATA L/DATA*	data left channel input / data input (selected format)
4	DATA R/SYS*	data right channel input / system clock input
5	GND (A)	analogue ground
6	AOR	right channel output
7	DECOU	decoupling
8	DECOU	decoupling
9	DECOU	decoupling
10	DECOU	decoupling
11	DECOU	decoupling
12	DECOU	decoupling
13	DECOU	decoupling
14	GND (D)	digital ground
15	V_{DD2}	−15 V supply voltage
16	n.c.	not connected
17	n.c.	not connected
18	DECOU	decoupling
19	DECOU	decoupling
20	DECOU	decoupling
21	DECOU	decoupling
22	DECOU	decoupling
23	DECOU	decoupling
24	DECOU	decoupling
25	AOL	left channel output
26	V_{DD1}	−5 V supply voltage
27	$\overline{OB}$/TWC*	mode selection input
28	V_{DD}	+ 5 V supply voltage

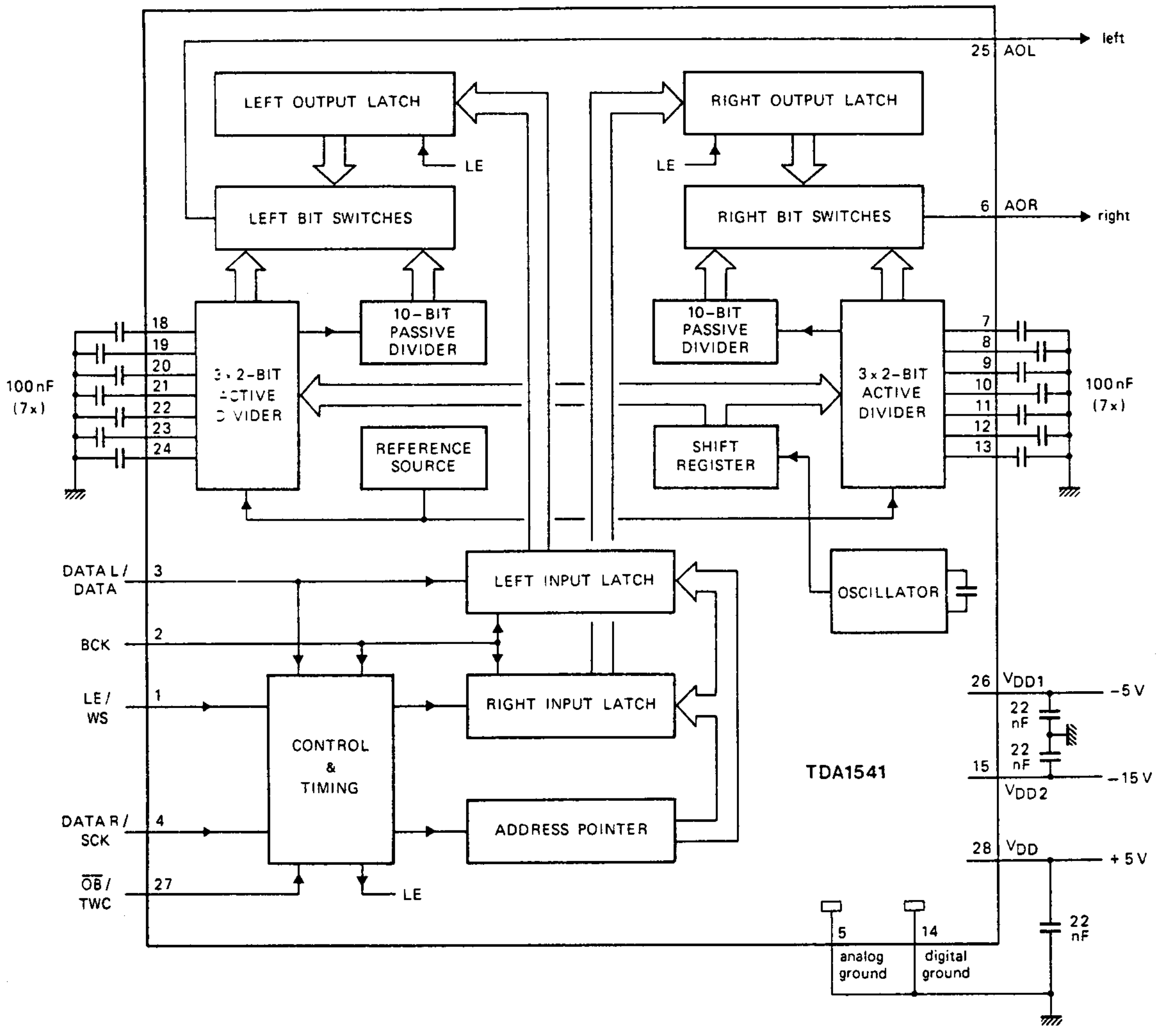
Figuur 14/7.10.2-49: Aansluitgegevens van de TDA 1541.

Toelichting
De TDA 1541 kan diverse formaten van de seriële gegevens verwerken, namelijk zowel gemultiplexte mode als simultane mode. De mode wordt geselecteerd door op de ingangspen $\overline{OB}$/TWC spanningen te leggen van respectievelijk -5 V, 0 V en +5 V. De drie modes staan beschreven in de tabel van figuur 14/7.10.2-51. De timing voor de drie modes is getekend in figuur 14/7.10.2-52. De bovenste diagrammen geven de timing bij multiplexte mode volgens het I^2S-formaat. De middelste grafieken gelden bij multiplexte mode als de SCK-clock de dubbele frequentie heeft van de BCK-clock. De onderste grafieken gelden voor simultane mode.

TDA 1541A
2 x 16 bit serie, 4 x oversampling
De TDA 1541 is een dubbele 16 bit brede DAC, die werkt volgens het "dynamic element matching"-principe. Het IC heeft echter een maximale clock-frequentie van slechts 6,4 MHz. De twee DAC's leveren een uitgangsstroom van maximaal 4,6 mA. Het IC is ondergebracht in een 28-pens DIL-behuizing, waarvan niet minder dan 14 pennen worden gebruikt voor het aansluiten van de condensatoren die noodzakelijk zijn voor het middelen van de stromen die door het DEM-principe worden opgewekt. De digitale gegevens worden via een uit vijf signalen bestaande besturing in het IC geladen en naar de twee analoge stroomuitgangen gestuurd. Er zijn diverse data-formaten instelbaar, zodat de TDA 1541A niet alleen voor CD-toepassingen geschikt is, maar ook gebruikt kan worden als sluitstuk van audio signal processors.
De TDA 1541A wordt in verschillende uitvoeringen geleverd, die van elkaar verschillen door de maximale lineariteit:
- TDA 1541A/N2:
  bit 1 tot 16: 1 LSB
- TDA 1541A/N2/R1:
  bit 1 tot 16: 2 LSB
- TDA 1541A/N2/S1:
  bit 1 - 7: 0,5 LSB
  bit 8 -1 5: 1 LSB
  bit 16: 0,75 LSB

Bovendien wordt de TDA 1541A gespecificeerd door een minimale totale harmonische vervorming. In de grafiek van figuur 14/7.10.2-53 wordt de totale harmonische vervorming gegeven voor:
- (1) een niveau op de uitgang dat 60 dB onder de maximale waarde ligt;
- (2) een niveau op de uitgang dat gelijk is aan de maximale waarde.

7.10.2 Type-beschrijving

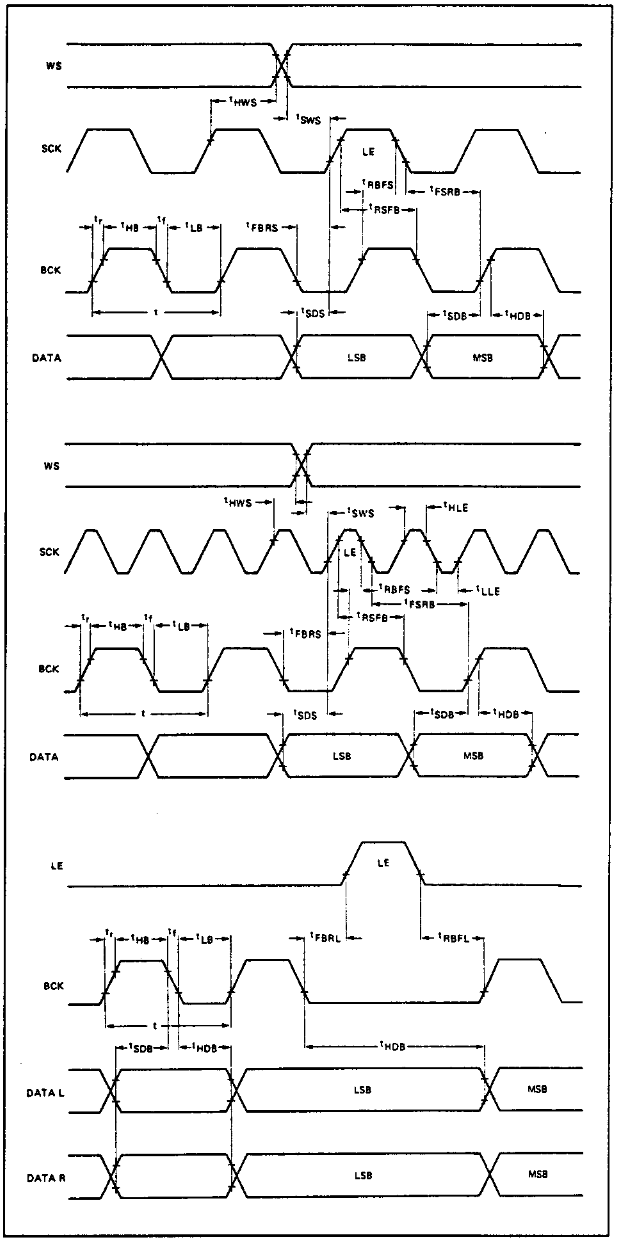


Figuur 14/7.10.2-50: Intern blokschema van de TDA 1541.

$\overline{OB}$/TWC	mode	pin 1	pin 2	pin 3	pin 4
−5 V	simultaneous	LE	BCK	DATA L	DATA R
0 V	time MUX OB	WS	BCK	DATA OB	SCK
+5 V	time MUX TWC	WS	BCK	DATA TWC	SCK

Figuur 14/7.10.2-51: Waarheidstabel van de formaat-selectie van de TDA 1541.

7.10.2 Type-beschrijving



Figuur 14/7.10.2-52: De timing voor het inlezen van de data in de beschikbare modes.

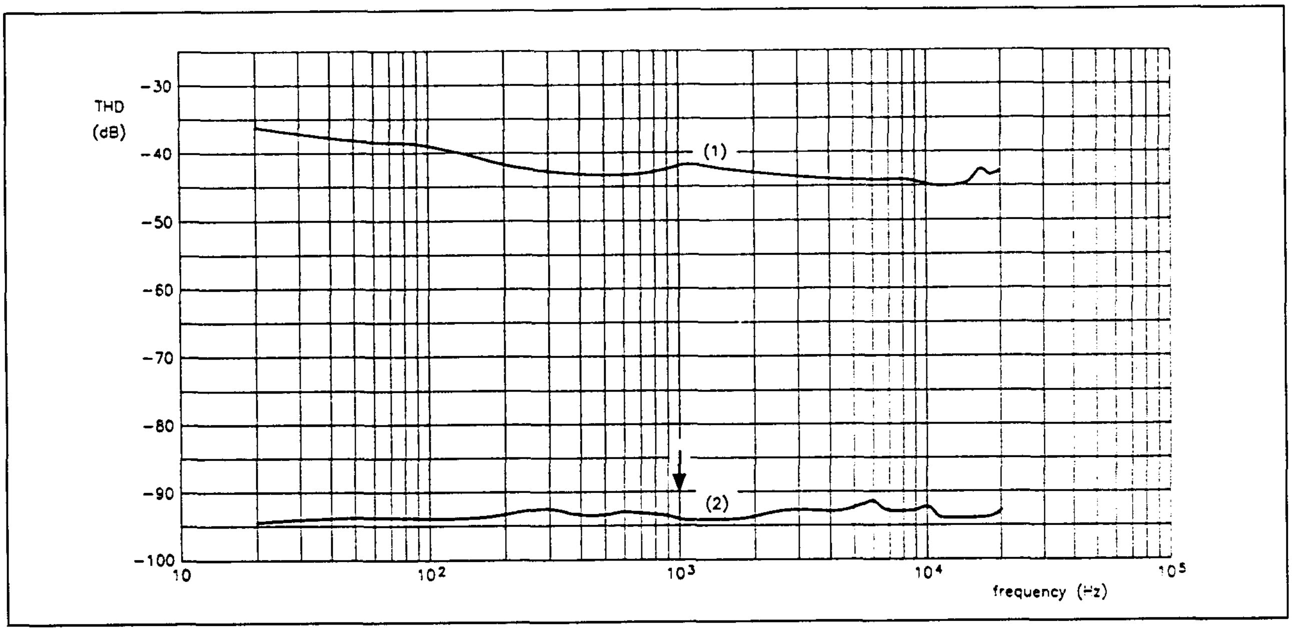
Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-28
- aansluitgegevens: figuur 14/7.10.2-54
- intern blokschema: figuur 14/7.10.2-55
- timing-diagram: figuur 14/7.10.2-56
- voedingsspanning:
  pen 15: +15 V typisch
  pen 26: +5 V typisch
  pen 28: +5 V typisch
- voedingsstroom:
  pen 15: 25 mA typisch
  pen 26: 37 mA typisch
  pen 28: 27 mA typisch
- digitale ingangen: TTL-compatibel
- dynamisch bereik: 95 dB
- resolutie: 16 bit
- clock-frequentie: 6,4 MHz max.
- DATA-formaat:
  omschakelbaar, zie figuur 14/7.10.2-57
- analoge uitgang: 4,0 mA typisch
- overspraak: 98 dB typisch

Toelichting

De TDA 1541A kan diverse formaten van de seriële gegevens verwerken, namelijk zowel gemultiplexte mode als simultane mode. De mode wordt geselecteerd door op de ingangspen $\overline{OB}$/TWC spanningen te leggen van respectievelijk -5 V, 0 V en +5 V. De drie modes staan beschreven in de tabel van figuur 14/7.10.2-57. De timing voor de drie modes is getekend in figuur 14/7.10.2-56. De bovenste diagrammen geven de timing bij multiplexte mode volgens het I^2S-formaat. De onderste grafieken gelden voor simultane mode.

7.10.2 Type-beschrijving



Figuur 14/7.10.2-53: De totale harmonische vervorming van de TDA1541A bij twee verschillende niveaus op de analoge uitgang.

PINNING

SYMBOL	PIN	DESCRIPTION
LE/WS*	1	latch enable input / word select input
BCK*	2	bit clock input
DATA L /DATA*	3	data left channel input / data input (selected format)
DATA R*	4	data right channel input
GND(A)	5	analog ground
AOR	6	right channel output
DECOU	7 to 13	decoupling
GND (D)	14	digital ground
V_{DD2}	15	−15 V supply voltage
COSC	16,17	oscillator
DECOU	18 to 24	decoupling
AOL	25	left channel output
V_{DD1}	26	−5 V supply voltage
$\overline{OB}$/TWC*	27	mode select input
V_{DD}	28	+5 V supply voltage

Figuur 14/7.10.2-54: Aansluitgegevens van de TDA 1541A.

TDA 1543

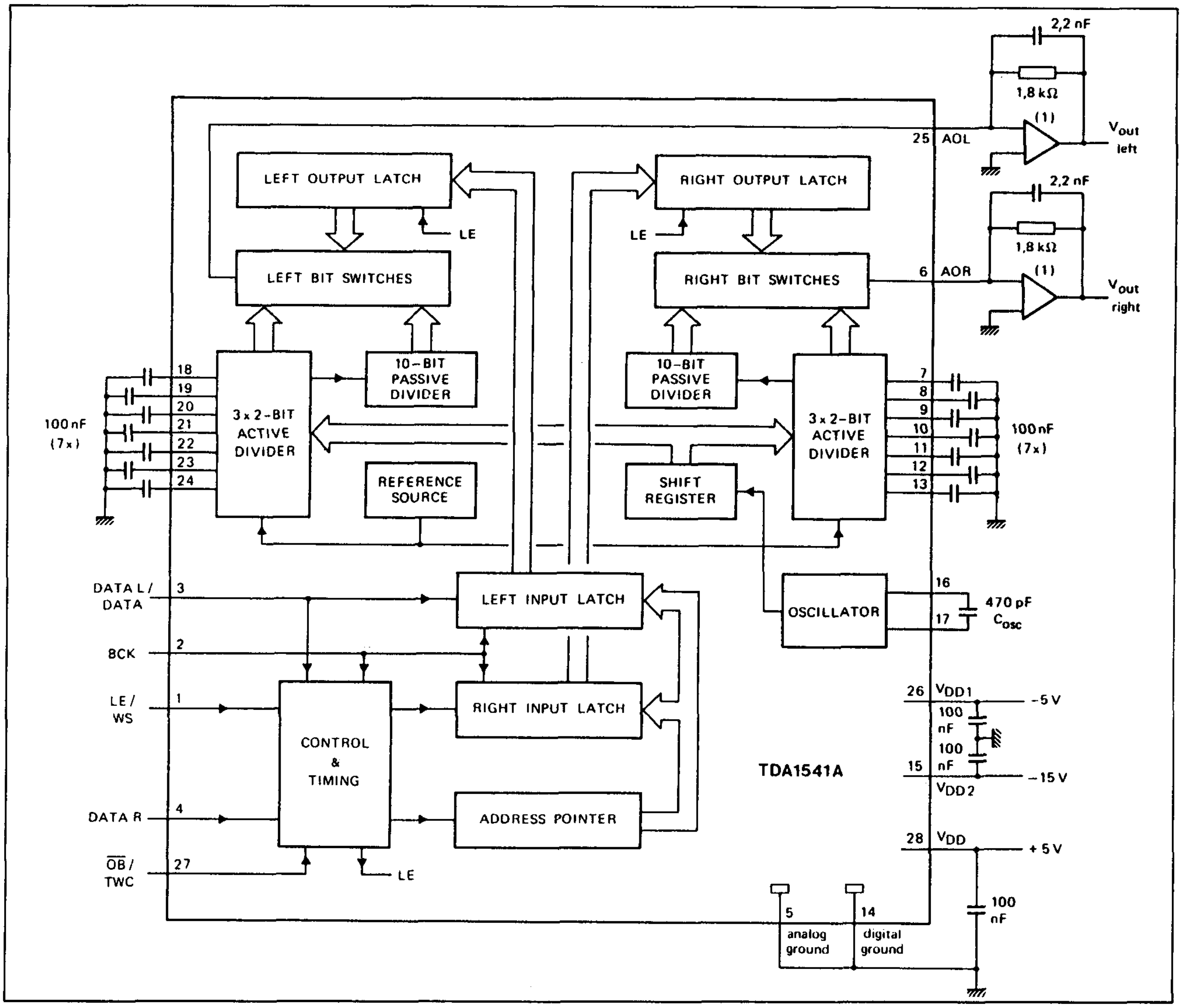
2 x 16 bit serie, 4 x oversampling

De TDA 1543 is een dubbele 16 bit brede DAC, die werkt volgens een geminimaliseerde uitvoering van het "dynamic element matching"-principe. De schakelingen die de stromen delen zijn nu allemaal passief uitgevoerd, waardoor externe middelingscondensatoren niet noodzakelijk zijn. Op deze manier is het mogelijk het IC onder te brengen in een DIL-8 behuizing. De maximale clockfrequentie van 9,2 MHz laat toe het IC te sturen met seriële data die vier maal oversampled zijn. De twee DAC's leveren een uitgangsstroom van maximaal 2,5 mA.
De digitale gegevens in het I^2S-formaat worden via een uit drie signalen bestaande besturing in het IC geladen en naar de twee analoge stroomuitgangen gestuurd.

Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-8
- aansluitgegevens: figuur 14/7.10.2-58
- intern blokschema: figuur 14/7.10.2-59
- timing-diagram: figuur 14/7.10.2-60
- voedingsspanning: +5 V typisch
- voedingsstroom: 50 mA typisch
- digitale ingangen: TTL-compatibel
- dynamisch bereik: 96 dB
- resolutie: 16 bit
- clock-frequentie: 9,2 MHz max.

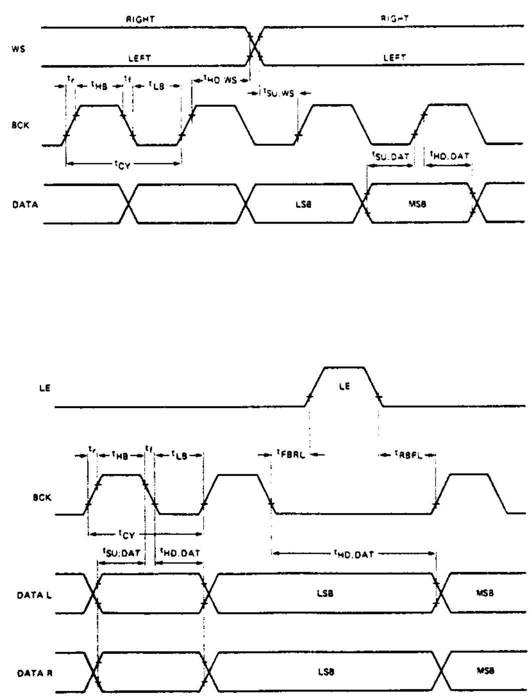
7.10.2 Type-beschrijving



Figuur 14/7.10.2-55: Intern blokschema van de TDA 1541A.

- DATA-formaat: I^2S
- analoge uitgang: 2,5 mA typisch
- overspraak: 90 dB typisch
- lineariteit: 0,5 LSB typisch
- vervorming:
  bij 0 dB: -75 dB typisch
  bij -60 dB: -30 dB typisch

7.10.2 Type-beschrijving



Figuur 14/7.10.2-56: De timing voor het inlezen van de data in de beschikbare modes.

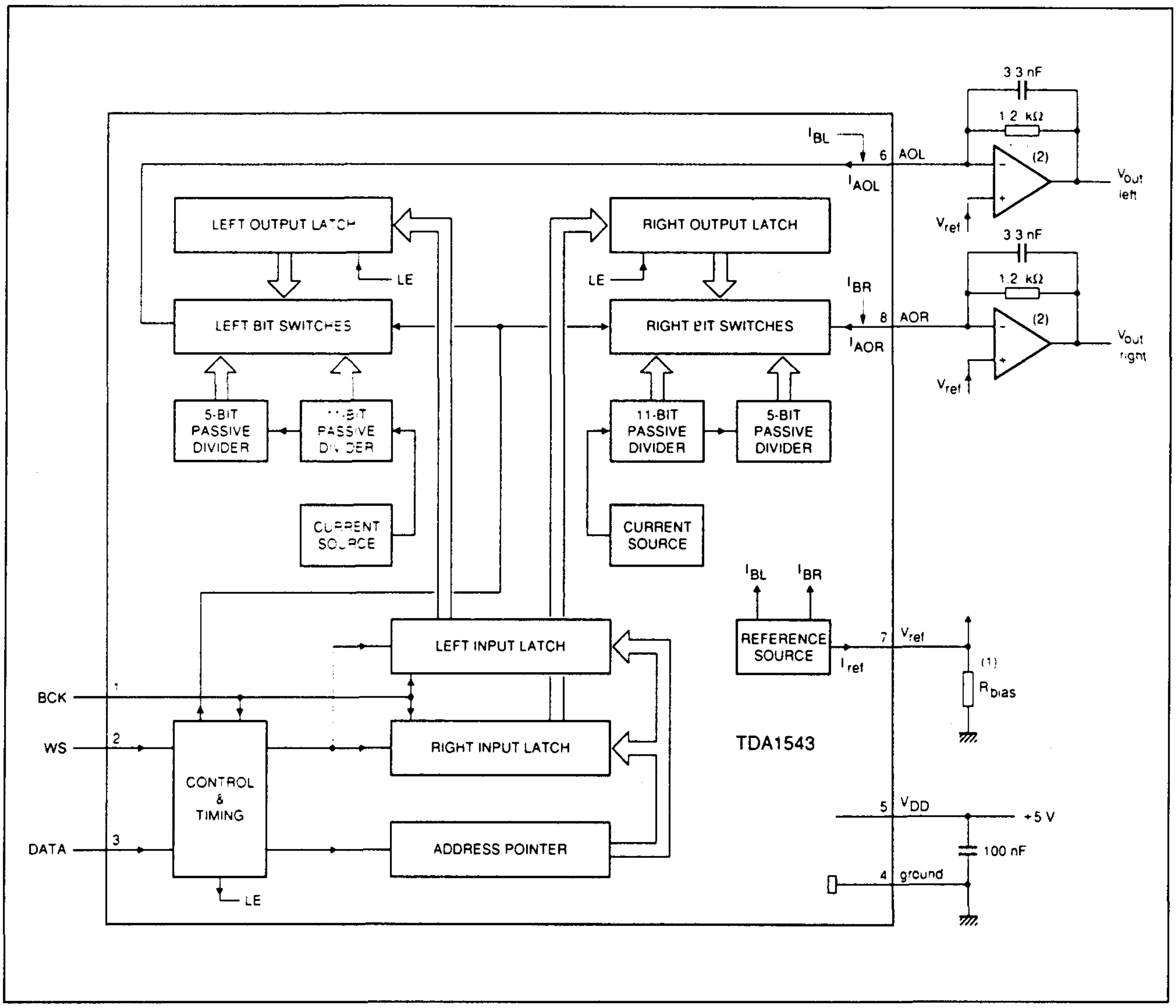
SYMBOL	PIN	DESCRIPTION
BCK	1	bit clock input
WS	2	word select input
DATA	3	data input
GND	4	ground
V_{DD}	5	+5 V supply voltage
AOL	6	left channel voltage output
V_{ref}	7	reference voltage output
AOR	8	right channel output

Figuur 14/7.10.2-58: Aansluitgegevens van de TDA 1543.

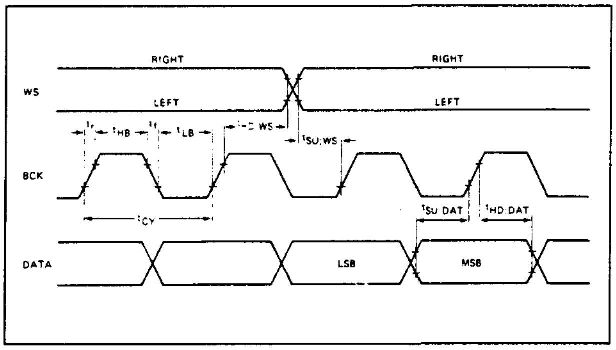
$\overline{OB}$/TWC	mode	pin 1	pin 2	pin 3	pin 4
–5 V	simultaneous	LE	BCK	DATA L	DATA R
0 V	time MUX OB	WS	BCK	DATA OB	not used
+5 V	time MUX TWC	WS	BCK	DATA TWC	not used

Figuur 14/7.10.2-57: Waarheidstabel van de formaat-selectie van de TDA 1541A.

7.10.2 Type-beschrijving



Figuur 14/7.10.2-59: Intern blokschema van de TDA 1543.



Figuur 14/7.10.2-60: De timing voor het inlezen van de data in de TDA 1543.

TDA 1543A

2 x 16 bit serie, 4 x oversampling

De TDA 1543A is een dubbele 16 bit brede DAC, die werkt volgens een geminimaliseerde uitvoering van het "dynamic element matching"-principe.

De schakelingen die de stromen delen zijn nu allemaal passief uitgevoerd, waardoor externe middelingscondensatoren niet noodzakelijk zijn. Op deze manier is het mogelijk het IC onder te brengen in een DIL-8 behuizing.

7.10.2 Type-beschrijving

De maximale clock-frequentie van 9,2 MHz laat toe het IC te sturen met seriële data die vier maal oversampled zijn. De twee DAC's leveren een uitgangsstroom van maximaal 2,5 mA.
De digitale gegevens in het Japanse standaard-formaat worden via een uit drie signalen bestaande besturing in het IC geladen en naar de twee analoge stroomuitgangen gestuurd.

Technische gegevens
- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-8
- aansluitgegevens: figuur 14/7.10.2-58
- intern blokschema: figuur 14/7.10.2-59
- timing-diagram: figuur 14/7.10.2-60
- voedingsspanning: +5 V typisch
- voedingsstroom: 50 mA typisch
- digitale ingangen: TTL-compatibel
- dynamisch bereik: 96 dB
- resolutie: 16 bit
- clock-frequentie: 9,2 MHz max.
- DATA-formaat: standaard Japans
- analoge uitgang: 2,5 mA typisch
- overspraak: 90 dB typisch
- lineariteit: 0,5 LSB typisch
- vervorming:
  bij 0 dB: -75 dB typisch
  bij -60 dB: -30 dB typisch

TDA 1543T

2 x 16 bit serie, 4 x oversampling

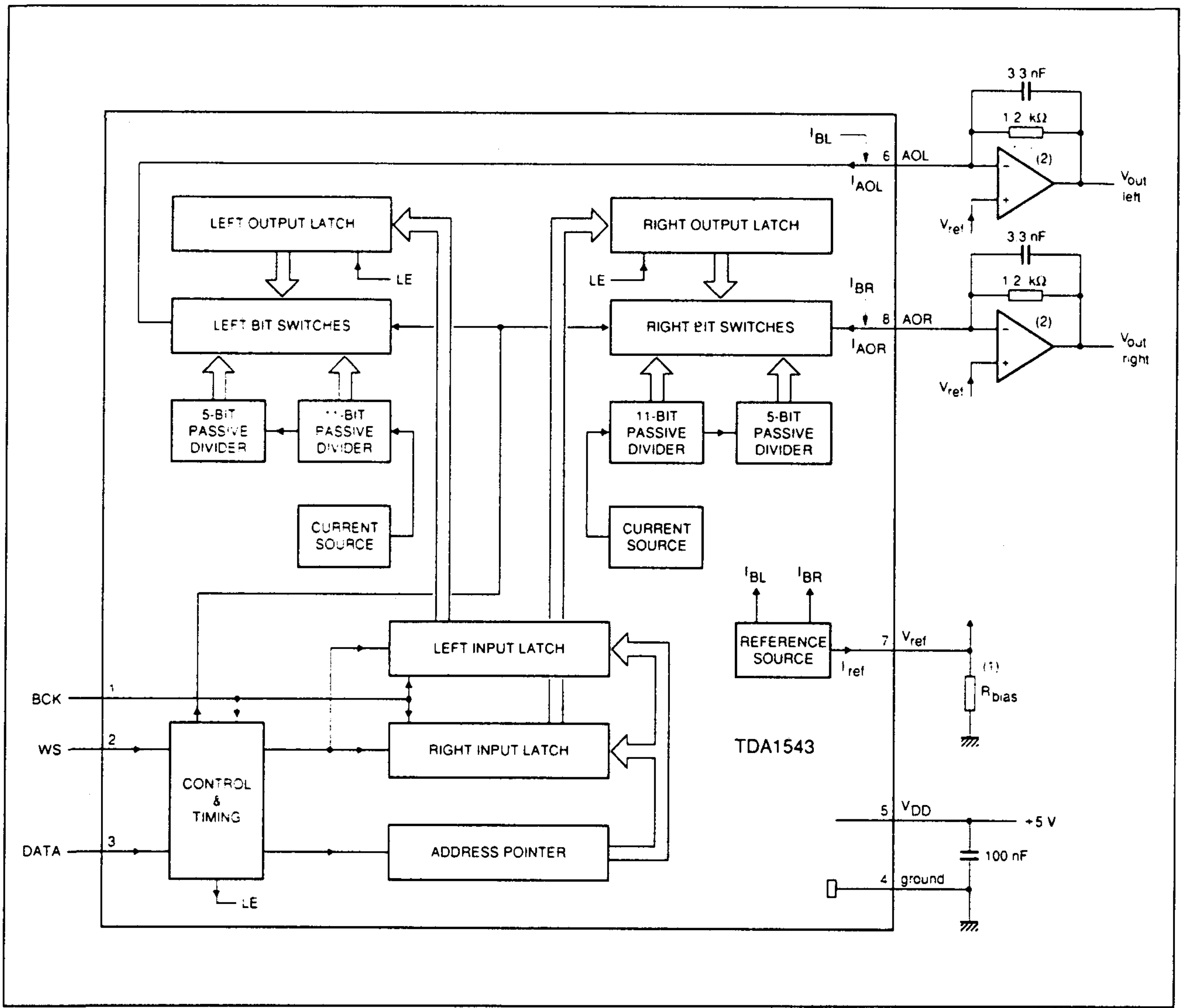
De TDA 1543T is een dubbele 16 bit brede DAC, die werkt volgens een geminimaliseerde uitvoering van het "dynamic element matching"-principe.
De schakelingen die de stromen delen zijn nu allemaal passief uitgevoerd, waardoor externe middelingscondensatoren niet noodzakelijk zijn. De maximale clock-frequentie van 9,2 MHz laat toe het IC te sturen met seriële data die vier maal oversampled zijn. De twee DAC's leveren een uitgangsstroom van maximaal 2,5 mA.
De digitale gegevens in het I^2S-formaat worden via een uit drie signalen bestaande besturing in het IC geladen en naar de twee analoge stroomuitgangen gestuurd.

Technische gegevens
- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 14/7.10.2-61
- intern blokschema: figuur 14/7.10.2-62
- timing-diagram: figuur 14/7.10.2-63
- voedingsspanning: +5 V typisch
- voedingsstroom: 50 mA typisch
- digitale ingangen: TTL-compatibel
- dynamisch bereik: 96 dB
- resolutie: 16 bit
- clock-frequentie: 9,2 MHz max.
- DATA-formaat: I^2S
- analoge uitgang: 2,5 mA typisch
- overspraak: 90 dB typisch
- lineariteit: 0,5 LSB typisch
- vervorming:
  bij 0 dB: -75 dB typisch
  bij -60 dB: -30 dB typisch

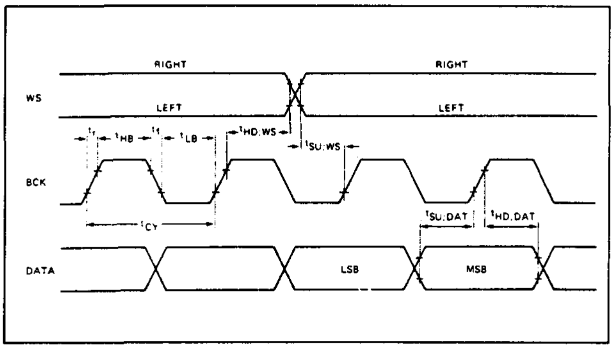
SYMBOL	PIN	DESCRIPTION
n.c.	1	not connected
n.c.	2	not connected
BCK	3	bit clock input
WS	4	word select input
DATA	5	data input
GND	6	ground
n.c.	7	not connected
n.c.	8	not connected
n.c.	9	not connected
n.c.	10	not connected
V_{DD}	11	+5 V supply voltage
AOL	12	left channel output
V_{ref}	13	reference voltage output
AOR	14	right channel output
n.c.	15	not connected
n.c.	16	not connected

Figuur 14/7.10.2-61: Aansluitgegevens van de TDA 1543T.

7.10.2 Type-beschrijving



Figuur 14/7.10.2-62: Intern blokschema van de TDA 1543T.



Figuur 14/7.10.2-63: De timing voor het inlezen van de data in de TDA 1543T.

TDA 1543AT

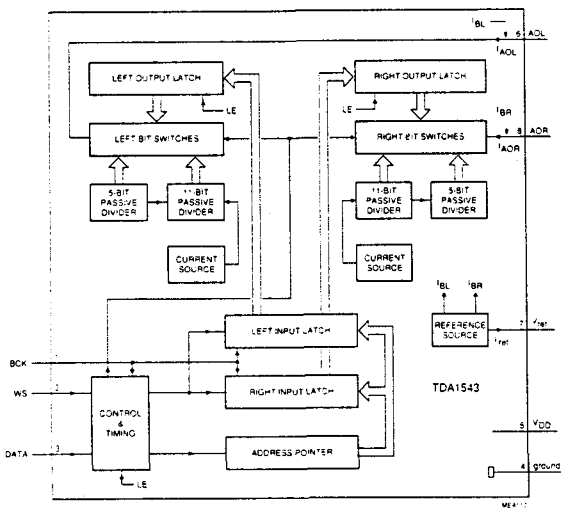
2 x 16 bit serie, 4 x oversampling

De TDA 1543AT is een dubbele 16 bit brede DAC, die werkt volgens een geminimaliseerde uitvoering van het "dynamic element matching"-principe. De schakelingen die de stromen delen zijn nu allemaal passief uitgevoerd, waardoor externe middelingscondensatoren niet noodzakelijk zijn. De maximale clock-frequentie van 9,2 MHz laat toe het IC te sturen met seriële data die vier maal oversampled zijn.

7.10.2 Type-beschrijving

SYMBOL	PIN	DESCRIPTION
BCK	1	bit clock input
WS	2	word select input
DATA	3	data input
GND	4	ground
V_{DD}	5	+5 V supply voltage
AOL	6	left channel voltage output
V_{ref}	7	reference voltage output
AOR	8	right channel output

Figuur 14/7.10.2-64: Aansluitgegevens van de TDA 1543/S6.



Figuur 14/7.10.2-65: Intern blokschema van de TDA 1543/S6.

De twee DAC's leveren een uitgangsstroom van maximaal 2,5 mA. De digitale gegevens in het Japanse standaard-formaat worden via een uit drie signalen bestaande besturing in het IC geladen en naar de twee analoge stroomuitgangen gestuurd.

Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 14/7.10.2-61
- intern blokschema: figuur 14/7.10.2-62
- timing-diagram: figuur 14/7.10.2-63
- voedingsspanning: +5 V typisch
- voedingsstroom: 50 mA typisch
- digitale ingangen: TTL-compatibel
- dynamisch bereik: 96 dB
- resolutie: 16 bit
- clock-frequentie: 9,2 MHz max.
- DATA-formaat: I^2S
- analoge uitgang: 2,5 mA typisch
- overspraak: 90 dB typisch
- lineariteit: 0,5 LSB typisch
- vervorming:
  bij 0 dB: -75 dB typisch
  bij -60 dB: -30 dB typisch

TDA 1543/S6

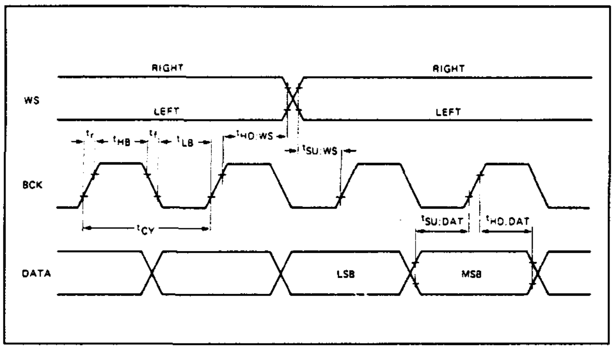
2 x 16 bit serie, 4 x oversampling

De TDA 1543/S6 is een dubbele 16 bit brede DAC, die werkt volgens een geminimaliseerde uitvoering van het "dynamic element matching"-principe. De schakelingen die de stromen delen zijn nu allemaal passief uitgevoerd, waardoor externe middelingscondensatoren niet noodzakelijk zijn. De maximale clock-frequentie van 9,2 MHz laat toe het IC te sturen met seriële data die vier maal oversampled zijn. De twee DAC's leveren een uitgangsstroom van maximaal 2,5 mA.
De digitale gegevens in het I^2S-formaat worden via een uit drie signalen bestaande besturing in het IC geladen en naar de twee analoge stroomuitgangen gestuurd.

Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-8
- aansluitgegevens: figuur 14/7.10.2-64
- intern blokschema: figuur 14/7.10.2-65
- timing-diagram: figuur 14/7.10.2-66
- voedingsspanning: +5 V typisch
- voedingsstroom: 50 mA typisch
- digitale ingangen: TTL-compatibel
- dynamisch bereik: 96 dB
- resolutie: 16 bit
- clock-frequentie: 9,2 MHz max.
- DATA-formaat: I^2S
- analoge uitgang: 2,5 mA typisch

7.10.2 Type-beschrijving



Figuur 14/7.10.2-66: De timing voor het inlezen van de data in de TDA 1543/S6.

SYMBOL	PIN	DESCRIPTION
BCK	1	bit clock input
WS	2	word select input
DATA	3	data input
GND	4	ground
V_{DD}	5	+5 V supply voltage
AOL	6	left channel output
V_{ref}	7	reference voltage output
AOR	8	right channel output

Figuur 14/7.10.2-67: Aansluitgegevens van de TDA 1544.

- overspraak: 90 dB typisch
- lineariteit: 1 LSB typisch
- vervorming:
  bij 0 dB: -70 dB typisch
  bij -60 dB: -28 dB typisch

TDA 1544

2 x 16 bit serie, 4 x oversampling

De TDA 1544 is een dubbele 16 bit brede DAC, die werkt volgens een geminimaliseerde uitvoering van het "dynamic element matching"-principe. De schakelingen die de stromen delen zijn nu allemaal passief uitgevoerd, waardoor externe middelingscondensatoren niet noodzakelijk zijn. Op deze manier is het mogelijk het IC onder te brengen in een DIL-8 behuizing. De maximale clockfrequentie van 9,2 MHz laat toe het IC te sturen met seriële data die vier maal oversampled zijn. De twee DAC's leveren een uitgangsstroom van maximaal 5,0 mA.
De digitale gegevens in het Japanse standaard-formaat worden via een uit drie signalen bestaande besturing in het IC geladen en naar de twee analoge stroomuitgangen gestuurd.

Technische gegevens
- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-8
- aansluitgegevens: figuur 14/7.10.2-67
- intern blokschema: figuur 14/7.10.2-68
- timing-diagram: figuur 14/7.10.2-69
- voedingsspanning: +5 V typisch
- voedingsstroom: 50 mA typisch
- digitale ingangen: TTL-compatibel
- dynamisch bereik: 96 dB
- resolutie: 16 bit
- clock-frequentie: 9,2 MHz max.
- DATA-formaat: standaard Japans
- analoge uitgang: 5,0 mA typisch
- overspraak: 90 dB typisch
- lineariteit: 0,5 LSB typisch
- vervorming:
  bij 0 dB: -70 dB typisch
  bij -60 dB: -33 dB typisch

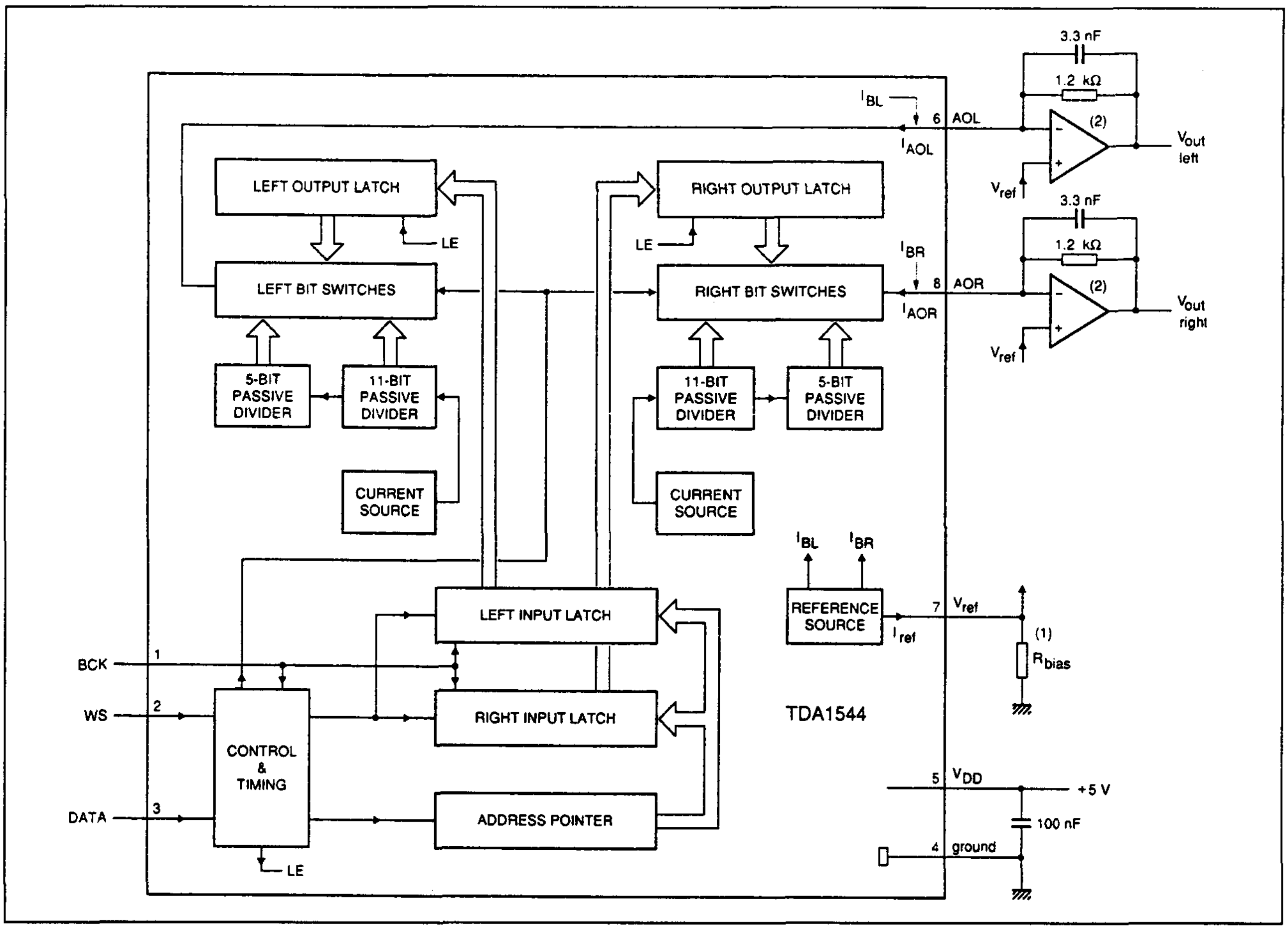
TDA 1544T

2 x 16 bit serie, 4 x oversampling

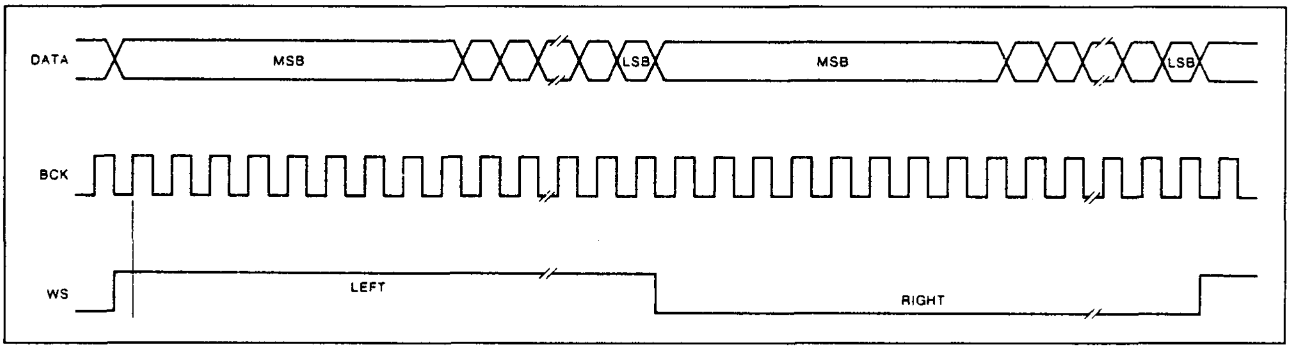
De TDA 1544T is een dubbele 16 bit brede DAC, die werkt volgens een geminimaliseerde uitvoering van het "dynamic element matching"-principe. De schakelingen die de stromen delen zijn nu allemaal passief uitgevoerd, waardoor externe middelingscondensatoren niet noodzakelijk zijn. De maximale clock-frequentie van 9,2 MHz laat toe het IC te sturen met seriële data die vier maal oversampled zijn. De twee DAC's leveren een uitgangsstroom van maximaal 5,0 mA.
De digitale gegevens in het Japanse standaard-formaat worden via een uit drie signalen bestaande besturing in het IC geladen en naar de twee analoge stroomuitgangen gestuurd.

Technische gegevens
- fabrikant: Philips

7.10.2 Type-beschrijving



Figuur 14/7.10.2-68: Intern blokschema van de TDA 1544.



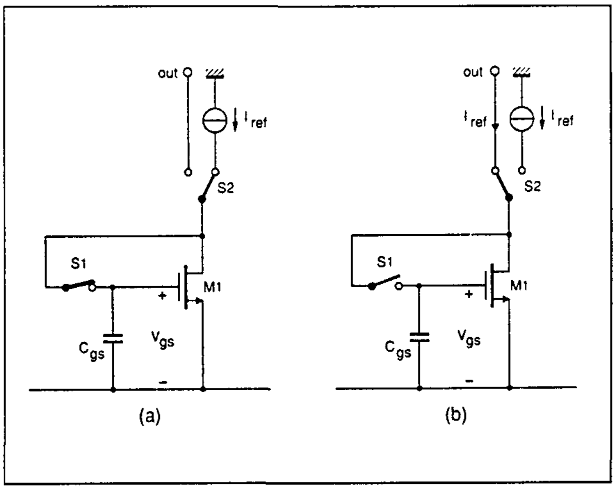
Figuur 14/7.10.2-69: De timing voor het inlezen van de data in de TDA 1544.

- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 14/7.10.2-70
- intern blokschema: figuur 14/7.10.2-68
- timing-diagram: figuur 14/7.10.2-69
- voedingsspanning: +5 V typisch
- voedingsstroom: 50 mA typisch
- digitale ingangen: TTL-compatibel
- dynamisch bereik: 96 dB
- resolutie: 16 bit
- clock-frequentie: 9,2 MHz max.
- DATA-formaat: standaard Japans
- analoge uitgang: 5,0 mA typisch
- overspraak: 90 dB typisch
- lineariteit: 0,5 LSB typisch

7.10.2 Type-beschrijving

SYMBOL	PIN	DESCRIPTION
n.c.	1	not connected
n.c.	2	not connected
BCK	3	bit clock input
WS	4	word select input
DATA	5	data input
GND	6	ground
n.c.	7	not connected
n.c.	8	not connected
n.c.	9	not connected
n.c.	10	not connected
V_{DD}	11	+5 V supply voltage
AOL	12	left channel output
V_{ref}	13	reference voltage output
AOR	14	right channel output
n.c.	15	not connected
n.c.	16	not connected

Figuur 14/7.10.2-70: Aansluitgegevens van de TDA 1544T.



Figuur 14/7.10.2-71: Het principe van de "continuous calibration DAC" waarmee de TDA 1545 werkt.

- vervorming:
  bij 0 dB: -70 dB typisch
  bij -60 dB: -33 dB typisch

TDA 1545

2 x 16 bit serie, 8 x oversampling

De TDA 1545 is een dubbele 16 bit brede DAC, die werkt volgens een gemoderniseerde versie van het "dynamic element matching"-principe. Dit principe wordt "continuous calibration DAC" genoemd. Dit principe komt er op neer dat de stroom die door de stroombronnen van de hoogste bits geleverd wordt continu wordt afgeregeld op de gewenste waarde. Het principe is geschetst in figuur 14/7.10.2-71. Figuur (a) geeft de stand van de elektronische schakelaars S1 en S2 in de calibratie-fase. De zeer nauwkeurige stroom die door de stroombron I_{ref} geleverd wordt vloeit door de MOS-FET M1. De gate-source spanning wordt dan volledig door de karakteristieken van de MOS-FET bepaald. De zeer kleine condensator C_{gs} wordt opgeladen tot deze spanning. In de omzetter-fase worden de schakelaars in de in figuur (b) getekende stand gezet. De V_{gs} van de MOS-FET is nu nog steeds constant, want de waarde van deze spanning is immers opgeslagen in de condensator C_{gs}.

Het gevolg is dat ook de drainstroom gelijk zal zijn aan de waarde die vloeide gedurende de calibratie-fase. De stroom die door dit bit van de DAC geleverd wordt is dus zeer precies gelijk aan de stroom die door de zeer stabiele referentie stroombron I_{ref} gegenereerd wordt.

De snelle maximale clock-frequentie van 18,4 MHz laat toe het IC te sturen met seriële data die acht maal oversampled zijn. De twee DAC's leveren een uitgangsstroom van maximaal 1,0 mA. Het IC is ondergebracht in een 8-pens DIL-behuizing. Doordat de referentiestromen door middel van statische delers worden gedeeld, zijn geen externe middelingscondensatoren noodzakelijk.
De digitale gegevens worden via een uit drie signalen bestaande besturing in het IC geladen en naar de twee analoge stroomuitgangen gestuurd.

Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-8
- aansluitgegevens: figuur 14/7.10.2-72
- intern blokschema: figuur 14/7.10.2-73
- timing-diagram: figuur 14/7.10.2-74
- voedingsspanning: +5 V typisch

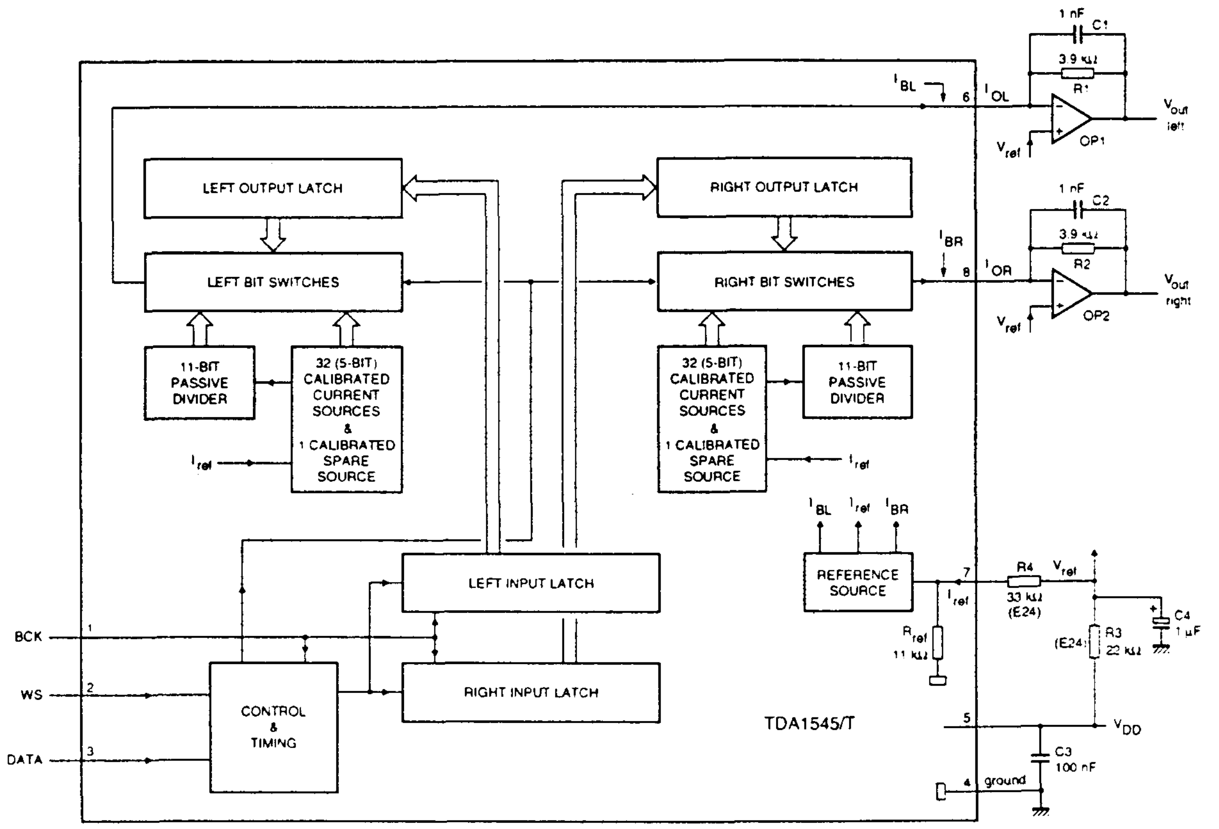
7.10.2 Type-beschrijving

- voedingsstroom: 3,0 mA typisch
- digitale ingangen: TTL-compatibel
- dynamisch bereik: 95 dB
- resolutie: 16 bit
- clock-frequentie: 18,4 MHz max.
- analoge uitgang: 1,0 mA typisch
- overspraak: 80 dB typisch
- lineariteit: 0,5 LSB typisch
- vervorming:
  bij 0 dB uitgang: -78 dB max.
  bij -60 dB uitgang: -30 dB typisch

SYMBOL	PIN	DESCRIPTION
BCK	1	bit clock input
WS	2	word select input
DATA	3	data input
GND	4	ground
V_{DD}	5	positive supply voltage
I_{OL}	6	left channel output
V_{ref}	7	reference voltage output
I_{OR}	8	right channel output

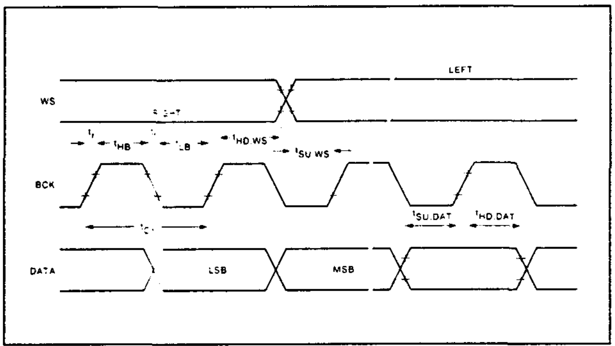
THERMAL RESISTANCE

Figuur 14/7.10.2-72: Aansluitgegevens van de TDA 1545.



Figuur 14/7.10.2-73: Intern blokschema van de TDA 1545.

7.10.2 Type-beschrijving



Figuur 14/7.10.2-74: De timing voor het inlezen van de data in de TDA 1545.

TDA 1547

2 x bit-stream, 192 x oversampling

De TDA 1547 is een moderne bit-stream DAC, die gebruikt kan worden in systemen tot een maximale oversampling rate van 192. Het IC is ontwikkeld voor gebruik in kwalitatief hoogwaardige digitale audio-ontvangers, zoals CD, DAT, etc.

De TDA 1547 moet samenwerken met de SAA 7350, die de noodzakelijke digitale rekenkundige bewerkingen en algoritmes op de seriële data-stroom uitvoert. De TDA 1547 is gemaakt met een combinatie van BIMOS- en BIPOLAIR-technologie. De digitale schakelingen zijn uitgevoerd in BIMOS, de analoge schakelingen in BIPOLAIR.

De twee DAC's leveren een uitgangssignaal dat via externe operationele versterkers omgezet moet worden in een analoge spanning. De digitale gegevens worden via een uit twee signalen per kanaal bestaande besturing in het IC geladen en naar de twee één bit brede omzetters gevoerd.

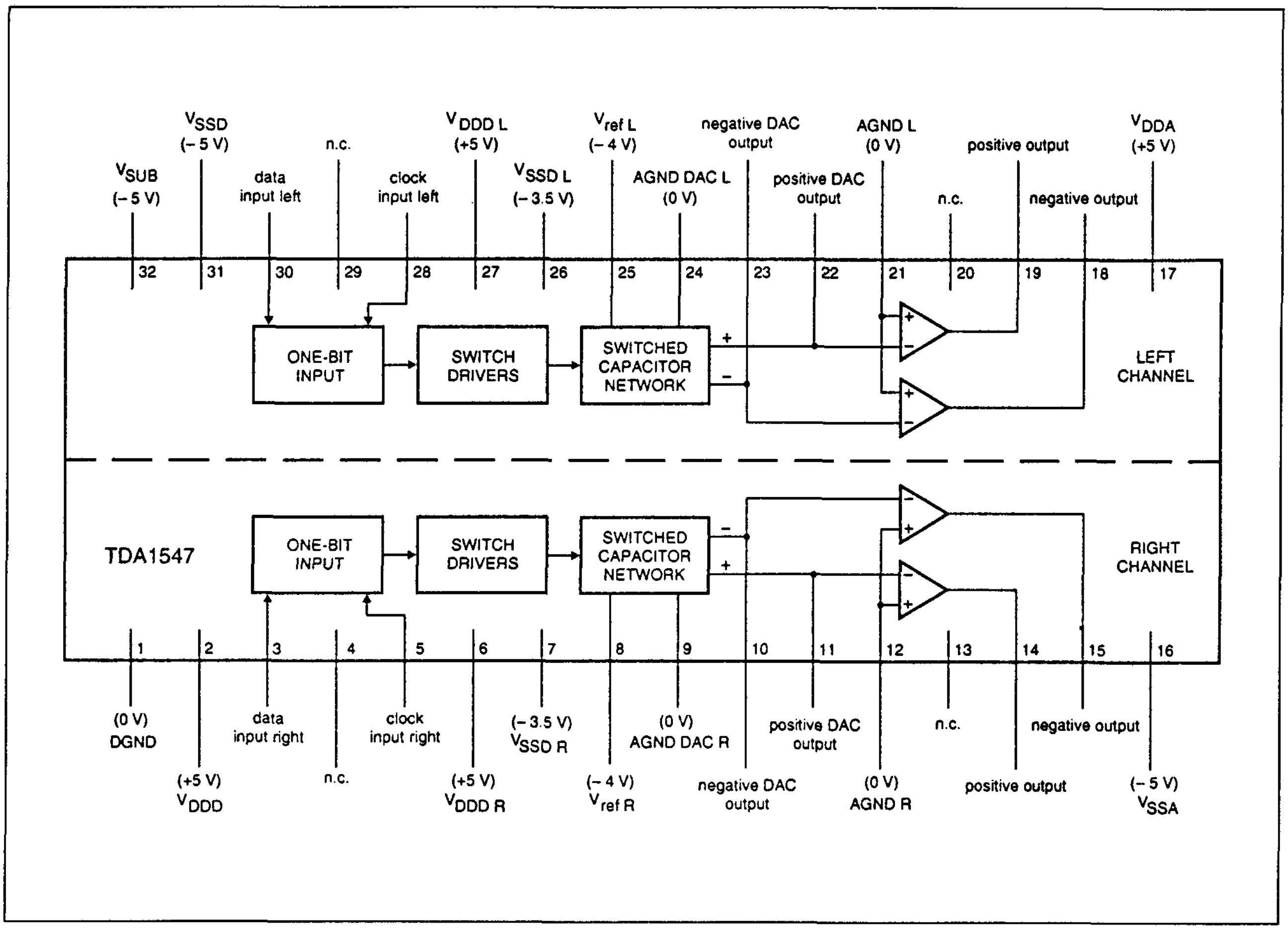
Technische gegevens
- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-32
- aansluitgegevens: figuur 14/7.10.2-75
- intern blokschema: figuur 14/7.10.2-76
- timing-diagram: figuur 14/7.10.2-77
- voedingsspanning:
  pennen 6 en 27: +5,0 V typisch, 0,1 mA
  pen 2: +5 V typisch, 29 mA
  pennen 7 en 26: -3,5 V typisch, -0,1 mA
  pen 31: -5,0 V typisch, -28 mA
  pen 17: +5,0 V typisch, 51 mA
  pen 16: -5,0 V typisch, -51 mA
- digitale ingangen: TTL-compatibel
- dynamisch bereik: 113 dB
- clock-frequentie: 10 MHz max.
- analoge uitgang: 1,0 V typisch
- overspraak: 115 dB typisch
- lineariteit: 0,5 LSB typisch
- vervorming:
  bij 0 dB uitgang: -101 dB max.
  bij -60 dB uitgang: -48 dB typisch

7.10.2 Type-beschrijving

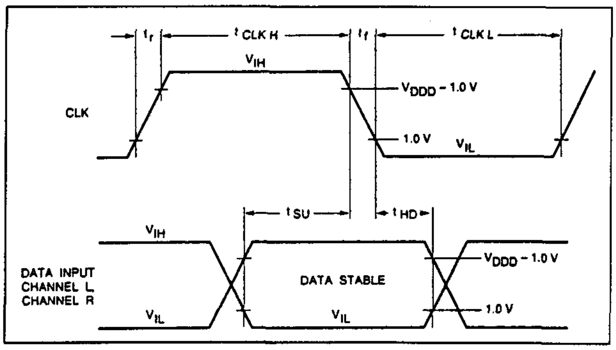
SYMBOL	PIN	DESCRIPTION
DGND	1	0 V digital supply
V_{DDD}	2	5 V digital supply for both channels
IN R	3	serial one-bit data input for the right channel
n.c.	4	pin not connected; should preferably be connected to digital ground
CLK R	5	clock input for the right channel
$V_{DDD\ R}$	6	5 V digital supply for the right channel; this voltage determines the internal logic HIGH level in the right channel
$V_{SSD\ R}$	7	–3.5 V digital supply for the right channel; this voltage determines the internal logic LOW level in the right channel
$V_{ref\ R}$	8	–4 V reference voltage for the right channel switched capacitor DAC
AGND DAC R	9	0 V reference voltage for the right channel switched capacitor DAC; this pin should be connected to analog ground
–DAC R	10	output from the right negative switched capacitor DAC; feedback connection for the right negative operational amplifier
+DAC R	11	output from the right positive switched capacitor DAC; feedback connection for the right positive operational amplifier
AGND R	12	0 V reference voltage for both right channel operational amplifiers
n.c.	13	pin not connected; should preferably be connected to analog ground
+OUT R	14	+ output of the switched capacitor operational amplifier
–OUT R	15	– output of the switched capacitor operational amplifier
V_{SSA}	16	–5 V analog supply
V_{DDA}	17	5 V analog supply
–OUT L	18	– output of the switched capacitor operational amplifier
+OUT L	19	+ output of the switched capacitor operational amplifier
n.c.	20	pin not connected; should preferably be connected to analog ground
AGND L	21	0 V reference voltage for both left channel operational amplifiers
+DAC L	22	output from the left positive switched capacitor DAC; feedback connection for the left positive operational amplifier
–DAC L	23	output from the left negative switched capacitor DAC; feedback connection for the left negative operational amplifier
AGND DAC L	24	0 V reference voltage for the left channel switched capacitor DAC; this pin should be connected to analog ground
$V_{ref\ L}$	25	–4 V reference voltage for the left channel switched capacitor DAC
$V_{SSD\ L}$	26	–3.5 V digital supply for the left channel; this voltage determines the internal logic LOW level in the left channel
$V_{DDD\ L}$	27	5 V digital supply for the left channel; this voltage determines the internal logic HIGH level in the left channel
CLK L	28	clock input for the left channel
n.c.	29	pin not connected; should preferably be connected to digital ground
IN L	30	serial one-bit data input for the left channel
V_{SSD}	31	–5 V digital supply for both channels
V_{SUB}	32	–5 V substrate voltage

Figuur 14/7.10.2-75: Aansluitgegevens van de TDA 1547.

7.10.2 Type-beschrijving



Figuur 14/7.10.2-76: Intern blokschema van de TDA 1547.



Figuur 14/7.10.2-77: De timing voor het inlezen van de data in de TDA 1547.

Voorbeeld-schakelingen

– figuur 14/7.10.2-78:

De plaats van de TDA 1547 in een totaal systeem, dat bestaat uit een digitaal transversaal filter met zesvoudige oversampling, de speciale driver SAA 7350 die de algoritmen uitrekent voor het aansturen van de bit-stream converter en de TDA 1547 met analoge uitgangstrappen.

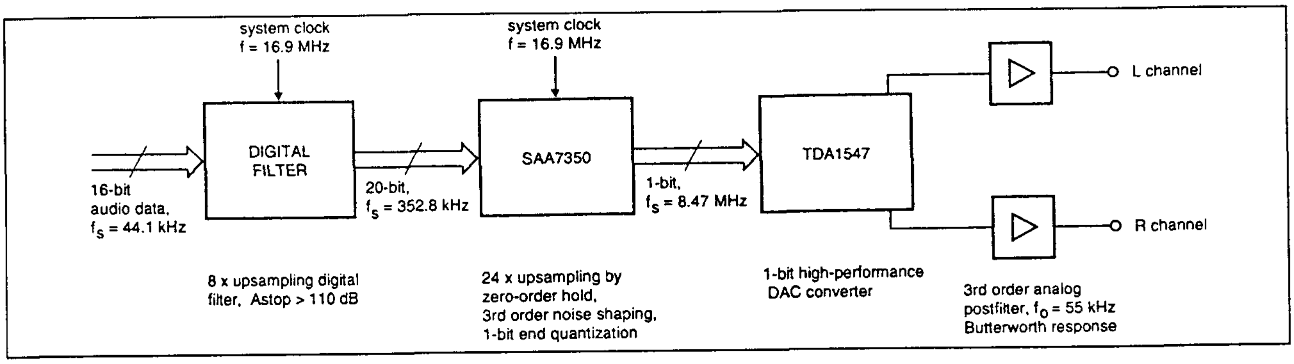
– figuur 14/7.10.2-79:

De manier waarop de verschillende voedingsspanningen op de TDA 1547 aangesloten moeten worden, met alle ontkoppelingen.

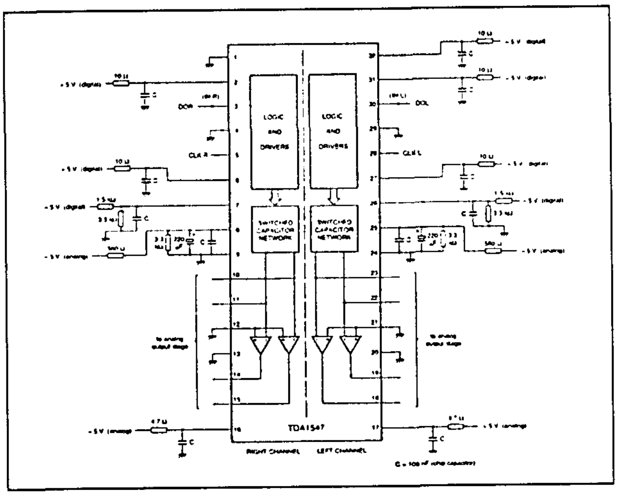
– figuur 14/7.10.2-80:

De analoge uitgangstrappen van de TDA 1547 in een systeem met 192-voudige oversampling.

7.10.2 Type-beschrijving



Figuur 14/7.10.2-78: De systeemopbouw waarin de TDA 1547 past.



Figuur 14/7.10.2-79: Het voeden van de TDA 1547.

AD 1851

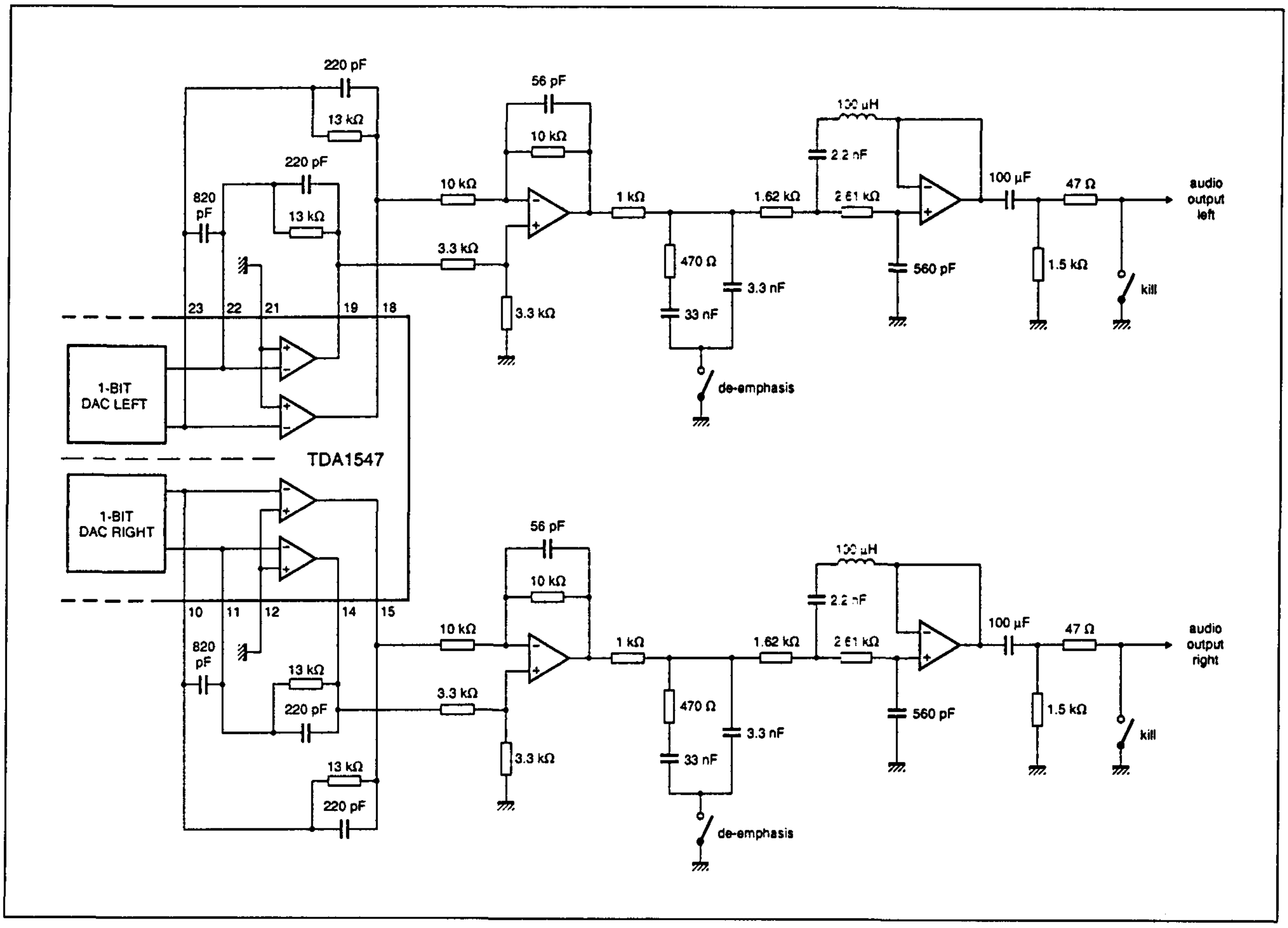
1 x 16 bit serie, 16 x oversampling

De AD 1851 is een 16 bit brede DAC, die volgens het traditionele R/2R-principe is samengesteld. De schakeling heeft in principe een stroomuitgang, maar dank zij de ingebouwde operationele versterker en terugkoppelweerstand kan men deze stroom zonder externe onderdelen omzetten in een uitgangsspanning. De AD 1851 werkt met symmetrische voedingsspanningen van +/-5 V en wordt geleverd in een standaard DIL-16 behuizing. De snelle maximale clockfrequentie van 12,5 MHz laat toe het IC te sturen met seriële data die zestien maal oversampled zijn. De digitale gegevens worden via een uit drie signalen bestaande besturing in het IC geladen en naar de analoge stroomuitgangen gestuurd.

Technische gegevens

- fabrikant: Analog Devices
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 14/7.10.2-81
- intern blokschema: figuur 14/7.10.2-82
- timing-diagram: figuur 14/7.10.2-83
- voedingsspanning: +/-5 V typisch
- voedingsstroom: +13/-15 mA typisch
- digitale ingangen: TTL-compatibel
- dynamisch bereik: 96 dB
- resolutie: 16 bit
- monotonie: 14 bit gegarandeerd
- clock-frequentie: 12,5 MHz max.
- drift: +/-25 ppm/°C
- settling time spanning: 1,0 µs
- settling time stroom: 350 ns
- niet-lineariteit:
  AD 1851N: 0,008 %
  AD 1851N-J: 0,004 %
  AD 1851R: 0,008 %
  AD 1851R-J: 0,004 %
- harmonische vervorming bij 0 dB;
  AD 1851N, R: 0,008 %
  AD 1851N-J, R-J: 0,004 %
- harmonische vervorming bij -60 dB:
  AD 1851N, R: 4,0 %
  AD 1851N-J, R-J: 1,6 %
- stroom uitgang:
  - stroom: +/-1 mA
  - impedantie: 1,7 kΩ
- spanning uitgang:
  - spanning: +/-3,0 V
  - impedantie: 0,1 Ω
  - uitgangsstroom: +/-8 mA

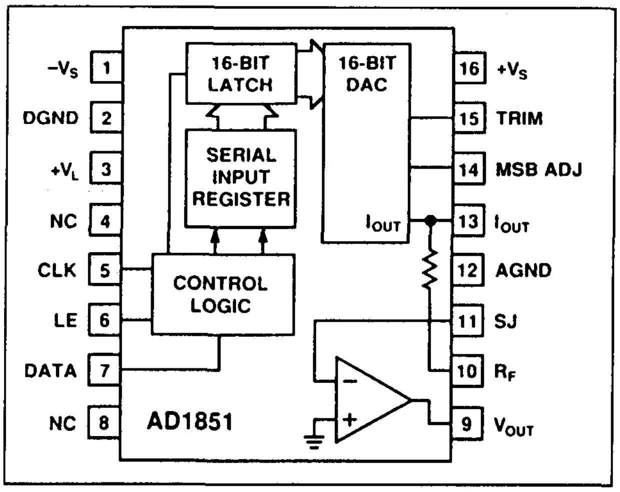
7.10.2 Type-beschrijving



Figuur 14/7.10.2-80: De analoge uitgangstrappen van de TDA 1547.

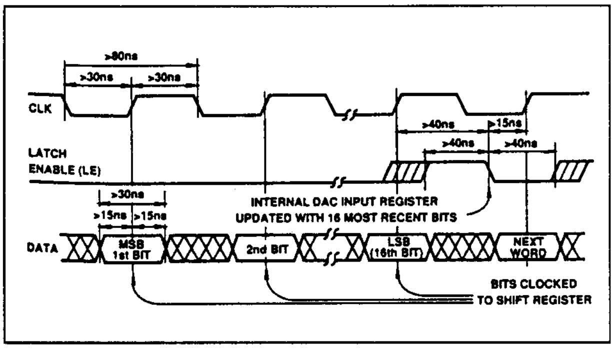
1	$-V_S$	ANALOG NEGATIVE POWER SUPPLY
2	DGND	LOGIC GROUND
3	V_L	LOGIC POSITIVE POWER SUPPLY
4	NC	NO CONNECTION
5	CLK	CLOCK INPUT
6	LE	LATCH ENABLE INPUT
7	DATA	SERIAL DATA INPUT
8	NC	NO INTERNAL CONNECTION*
9	V_{OUT}	VOLTAGE OUTPUT
10	R_F	FEEDBACK RESISTOR
11	SJ	SUMMING JUNCTION
12	AGND	ANALOG GROUND
13	I_{OUT}	CURRENT OUTPUT
14	MSB ADJ	MSB ADJUSTMENT TERMINAL
15	TRIM	MSB TRIMMING POTENTIOMETER TERMINAL
16	V_S	ANALOG POSITIVE POWER SUPPLY

Figuur 14/7.10.2-81: Aansluitgegevens van de AD 1851.

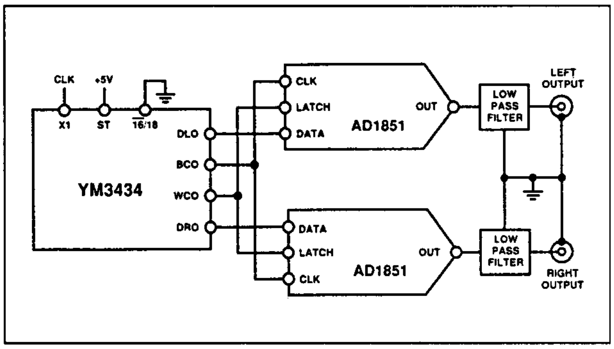


Figuur 14/7.10.2-82: Intern blokschema van de AD 1851.

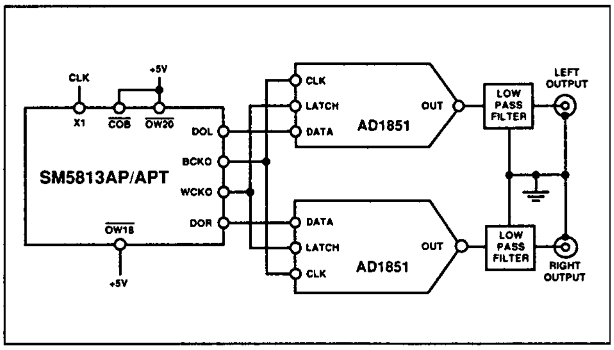
7.10.2 Type-beschrijving



Figuur 14/7.10.2-83: De timing voor het inlezen van de data in de AD 1851.



Figuur 14/7.10.2-84: Twee stuks AD 1851 sluiten het digitale filter YM 3434 af.



Figuur 14/7.10.2-85: Twee AD 1851 IC's worden gebruikt in combinatie met het transversaal filter SM 5813AP.

Voorbeeld-schakelingen

- figuur 14/7.10.2-84:

De AD 1851 wordt in deze figuur gebruikt in samenwerking met het digitaal transversaal filter type YM 3434 van Yamaha.

- figuur 14/7.10.2-85:

Twee AD 1851 schakelingen sluiten in deze toepassing het digitaal transversaal filter SM 5813AP af.

AD 1856

1 x 16 bit serie, 8 x oversampling

De AD 1856 is een 16 bit brede DAC, die volgens het traditionele R/2R-principe is samengesteld. De schakeling heeft in principe een stroomuitgang, maar dank zij de ingebouwde operationele versterker en terugkoppelweerstand kan men deze stroom zonder externe onderdelen omzetten in een uitgangsspanning. De AD 1856 werkt met symmetrische voedingsspanningen van +/-5 V en wordt geleverd in een standaard DIL-16 behuizing. De snelle maximale clockfrequentie van 10 MHz laat toe het IC te sturen met seriële data die maximaal acht maal oversampled zijn.

De digitale gegevens worden via een uit drie signalen bestaande besturing in het IC geladen en naar de analoge stroomuitgang gestuurd.

De nauwkeurigheid van de stroombron van het MSB kan extern worden afgeregeld.

Technische gegevens

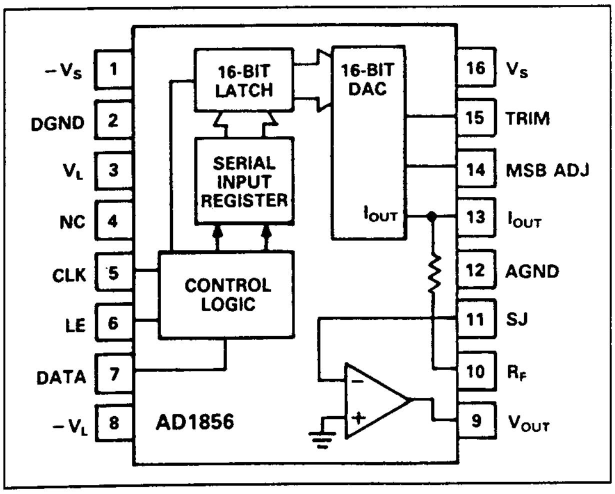
- fabrikant: Analog Devices
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 14/7.10.2-86
- intern blokschema: figuur 14/7.10.2-87
- timing-diagram: figuur 14/7.10.2-89
- voedingsspanning: 2 x +/-5 V typisch
- voedingsstroom: +22/-27 mA typisch
- digitale ingangen: TTL-compatibel
- dynamisch bereik: 96 dB
- resolutie: 16 bit
- clock-frequentie: 10 MHz max.
- drift: +/-25 ppm/°C
- settling time spanning: 1,5 μs
- settling time stroom: 350 ns
- niet-lineariteit: +/-0,001 %
- harmonische vervorming bij 0 dB;
  AD 1856N, R: 0,008 %
  AD 1856N-J, R-J: 0,004 %

7.10.2 Type-beschrijving

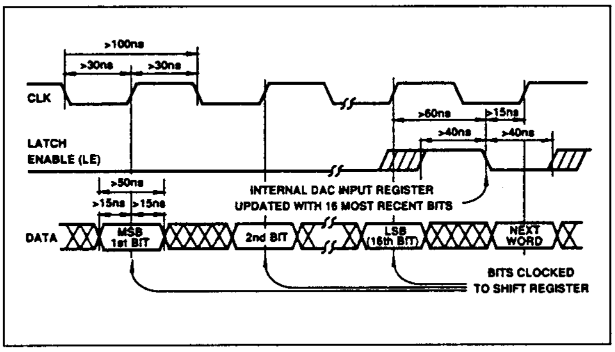
AD 1856N-K, R-K: 0,0025 %
- harmonische vervorming bij -60 dB:
  AD 1856N, R: 4,0 %
  AD 1856N-J, R-J: 4,0 %
  AD 1856N-K, R-K: 2,0 %
- stroom uitgang:
  - stroom: +/-1 mA
  - impedantie: 1,7 kΩ
- spanning uitgang:
  - spanning: +/-3,0 V
  - impedantie: 0,1 Ω
  - uitgangsstroom: +/-8 mA

Pin	Function	Description
1	$-V_S$	Analog Negative Power Supply
2	DGND	Digital Ground
3	V_L	Logic Positive Power Supply
4	NC	No Connection
5	CLK	Data Clock Input
6	LE	Latch Enable Input
7	DATA	Serial Data Input
8	$-V_L$	Logic Negative Power Supply
9	V_{OUT}	Voltage Output
10	R_F	Feedback Resistor
11	SJ	Summing Junction
12	AGND	Analog Ground
13	I_{OUT}	Current Output
14	MSB ADJ	MSB Adjustment Terminal
15	TRIM	MSB Trimming Potentiometer Terminal
16	V_S	Analog Positive Power Supply

Figuur 14/7.10.2-86: Aansluitgegevens van de AD 1856.



Figuur 14/7.10.2-87: Intern blokschema van de AD 1856.



Figuur 14/7.10.2-88: De timing voor het inlezen van de data in de AD 1856.

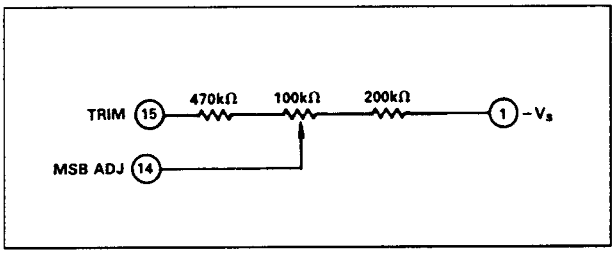
Voorbeeld-schakelingen

- figuur 14/7.10.2-89:

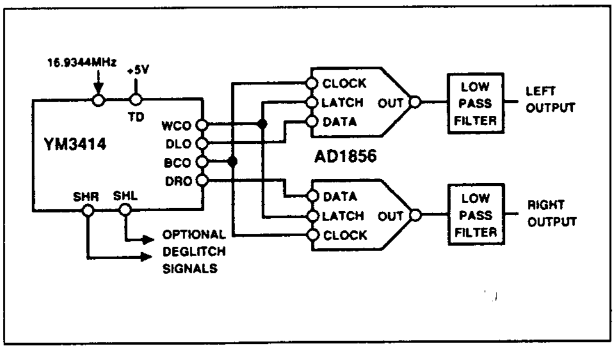
Het afregelen van de stroombron van het MSB bij de AD 1856.

- figuur 14/7.10.2-90:

Twee AD 1856 schakelingen sluiten in deze toepassing het digitaal transversaal filter YM 3414 af.



Figuur 14/7.10.2-89: Het afregelen van de stroombron van het MSB.



Figuur 14/7.10.2-90: Twee AD 1851 IC's worden gebruikt in combinatie met het transversaal filter YM 3414.

7.10.2 Type-beschrijving

AD 1860

1 x 18 bit serie, 16 x oversampling

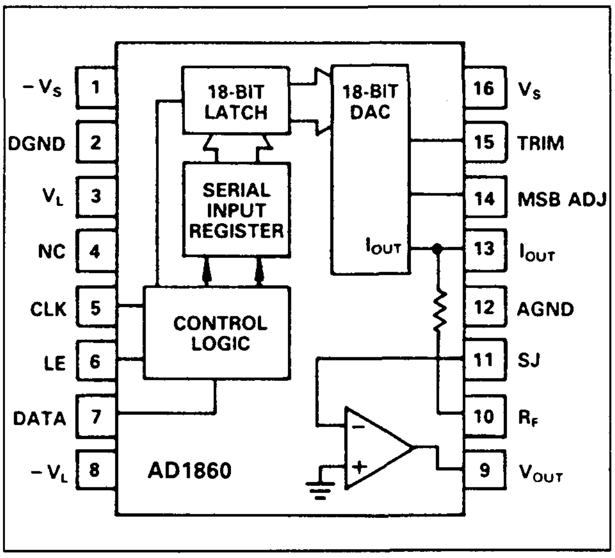
De AD 1860 is een 18 bit brede DAC, die volgens het traditionele R/2R-principe is samengesteld. De schakeling heeft in principe een stroomuitgang, maar dank zij de ingebouwde operationele versterker en terugkoppelweerstand kan men deze stroom zonder externe onderdelen omzetten in een uitgangsspanning. De AD 1860 werkt met symmetrische voedingsspanningen van +/-5 V tot +/-12 V en wordt geleverd in een standaard DIL-16 behuizing. De snelle maximale clock-frequentie van 12,5 MHz laat toe het IC te sturen met seriële data die zestien maal oversampled zijn. De digitale gegevens worden via een uit drie signalen bestaande besturing in het IC geladen en naar de analoge stroomuitgang gestuurd.

Technische gegevens

- fabrikant: Analog Devices
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 14/7.10.2-91
- intern blokschema: figuur 14/7.10.2-92
- timing-diagram: figuur 14/7.10.2-93
- voedingsspanning:
  +4,75 V tot +13,2 V
  -4,75 V tot -13,2 V
- voedingsstroom: +10/-14 mA typisch
- digitale ingangen: TTL-compatibel
- dynamisch bereik: 108 dB
- resolutie: 18 bit
- monotonie: 16 bit gegarandeerd
- clock-frequentie: 12,5 MHz max.
- drift: +/-25 ppm/°C
- settling time spanning: 1,0 µs
- settling time stroom: 350 ns
- niet-lineariteit:
  AD 1860N: 0,008 %
  AD 1860R: 0,004 %
  AD 1860N-J: 0,004 %
  AD 1860R-J: 0,004 %
  AD 1860N-K: 0,0025 %
  AD 1860R-K: 0,0025 %
- harmonische vervorming bij 0 dB:
  AD 1860N, R: 0,008 %
  AD 1860N-J, R-J: 0,004 %
  AD 1860N-K, R-K: 0,0025 %
- harmonische vervorming bij -60 dB:
  AD 1860N, R: 4,0 %
  AD 1860N-J, R-J: 2,0 %
  AD 1860N-K, R-K: 2,0 %
- stroom uitgang:
  - stroom: +/-1 mA
  - impedantie: 1,7 kΩ
- spanning uitgang:
  - spanning: +/-3,0 V
  - impedantie: 0,1 Ω
  - uitgangsstroom: +/-8 mA

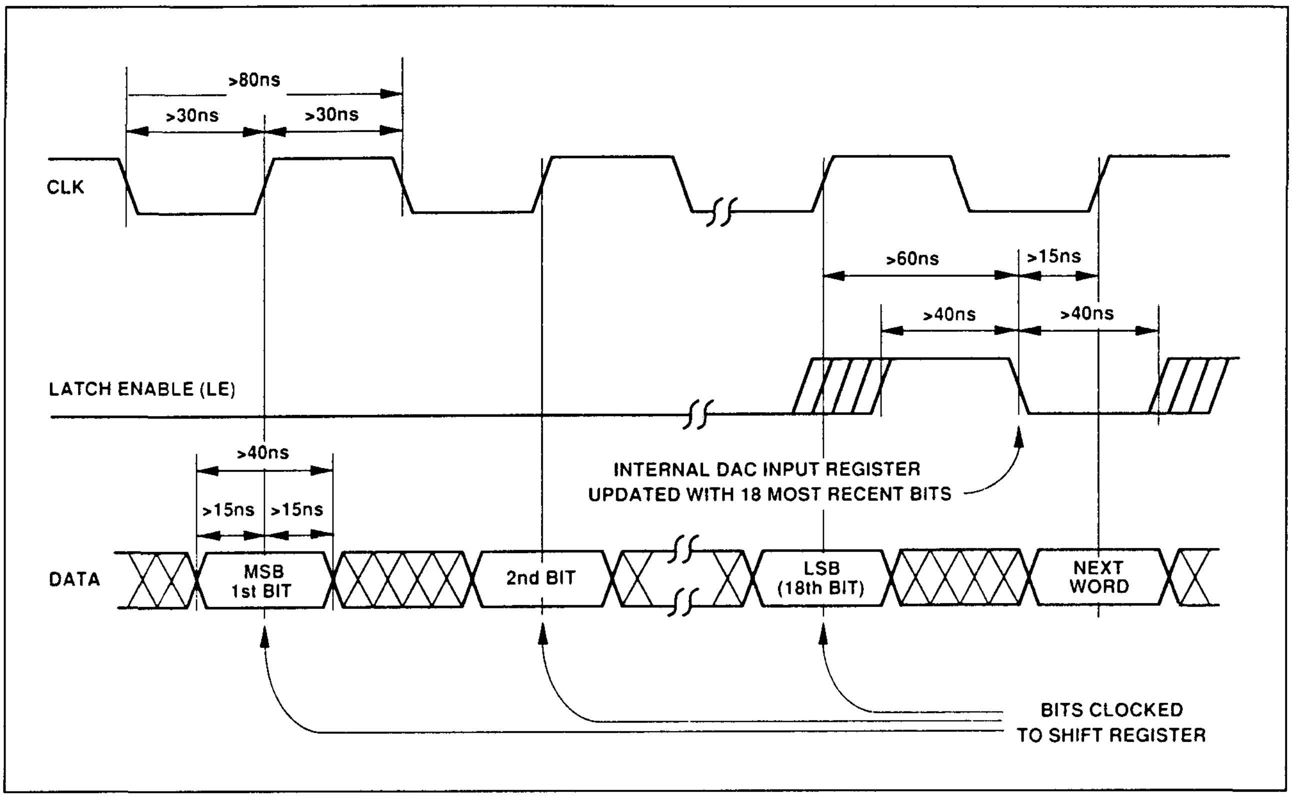
Pin	Name	Description
1	$-V_S$	Analog Negative Power Supply
2	DGND	Logic Ground
3	V_L	Logic Positive Power Supply
4	NC	No Connection
5	CLK	Data Clock Input
6	LE	Latch Enable Input
7	DATA	Serial Data Input
8	$-V_L$	Logic Negative Power Supply
9	V_{OUT}	Voltage Output
10	R_F	Feedback Resistor
11	SJ	Summing Junction
12	AGND	Analog Ground
13	I_{OUT}	Current Output
14	MSB ADJ	MSB Adjustment Terminal
15	TRIM	MSB Trimming Potentiometer Terminal
16	V_S	Analog Positive Power Supply

Figuur 14/7.10.2-91: Aansluitgegevens van de AD 1860.

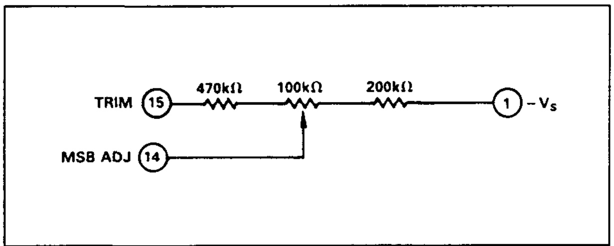


Figuur 14/7.10.2-92: Intern blokschema van de AD 1860.

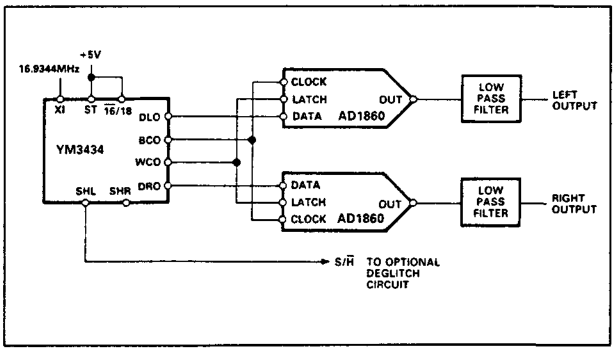
7.10.2 Type-beschrijving



Figuur 14/7.10.2-93: De timing voor het inlezen van de data in de AD 1860.



Figuur 14/7.10.2-94: Het afregelen van de stroom van het MSB bij de AD 1860.



Figuur 14/7.10.2-95: Twee AD 1860 IC's worden gebruikt in combinatie met het transversaal filter YM 3434.

Voorbeeld-schakelingen

– figuur 14/7.10.2-94:

Het afregelen van de stroombron van het MSB.

– figuur 14/7.10.2-95:

Twee AD 1860 schakelingen sluiten in deze toepassing het digitaal transversaal filter YM 3434 af.

AD 1861

1 x 18 bit serie, 16 x oversampling

De AD 1861 is een 18 bit brede DAC, die volgens het traditionele R/2R-principe is samengesteld. De schakeling heeft in principe een stroomuitgang, maar dank zij de ingebouwde operationele versterker en terug-

7.10.2 Type-beschrijving

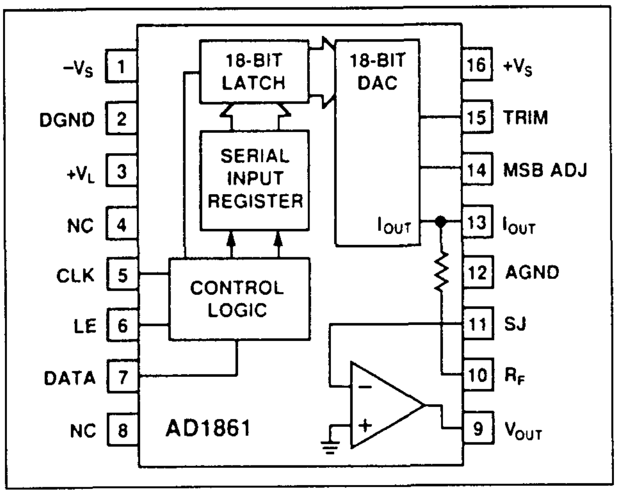
koppelweerstand kan men deze stroom zonder externe onderdelen omzetten in een uitgangsspanning. De AD 1861 werkt met symmetrische voedingsspanningen van +/-5 V en wordt geleverd in een standaard DIL-16 behuizing.
De snelle maximale clock-frequentie van 13,5 MHz laat toe het IC te sturen met seriële data die zestien maal oversampled zijn.
De digitale gegevens worden via een uit drie signalen bestaande besturing in het IC geladen en naar de analoge stroomuitgangen gestuurd.

Technische gegevens

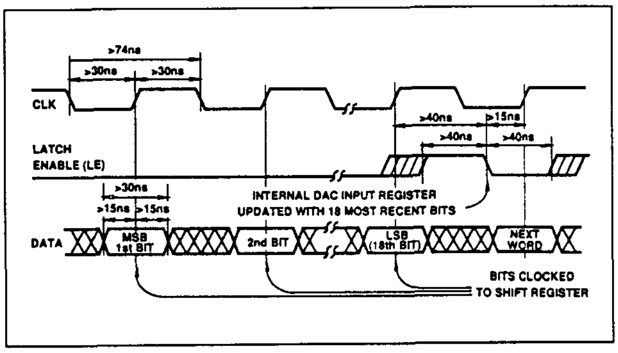
- fabrikant: Analog Devices
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 14/7.10.2-96
- intern blokschema: figuur 14/7.10.2-97
- timing-diagram: figuur 14/7.10.2-98
- voedingsspanning: +/-5 V typisch
- voedingsstroom: +13/-15 mA typisch
- digitale ingangen: TTL-compatibel
- dynamisch bereik: 107 dB
- resolutie: 18 bit
- monotonie: 15 bit gegarandeerd
- clock-frequentie: 13,5 MHz max.
- drift: +/-25 ppm/°C
- settling time spanning: 1,0 μs
- settling time stroom: 350 ns
- niet-lineariteit:
  AD1861N: 0,008 %
  AD1861N-J: 0,004 %
  AD1861R: 0,008 %
  AD1861R-J: 0,004 %
- harmonische vervorming bij 0 dB:
  AD1861N, R: 0,008 %
  AD1861N-J, R-J: 0,004 %
- harmonische vervorming bij -60 dB:
  AD1861N, R: 4,0 %
  AD1861N-J, R-J: 1,6 %
- stroom uitgang:
  - stroom: +/-1 mA
  - impedantie: 1,7 kΩ
- spanning uitgang:
  - spanning: +/-3,0 V
  - impedantie: 0,1 Ω
  - uitgangsstroom: +/-8 mA

1	$-V_S$	ANALOG NEGATIVE POWER SUPPLY
2	DGND	LOGIC GROUND
3	V_L	LOGIC POSITIVE POWER SUPPLY
4	NC	NO CONNECTION
5	CLK	CLOCK INPUT
6	LE	LATCH ENABLE INPUT
7	DATA	SERIAL DATA INPUT
8	NC	NO INTERNAL CONNECTION*
9	V_{OUT}	VOLTAGE OUTPUT
10	R_F	FEEDBACK RESISTOR
11	SJ	SUMMING JUNCTION
12	AGND	ANALOG GROUND
13	I_{OUT}	CURRENT OUTPUT
14	MSB ADJ	MSB ADJUSTMENT TERMINAL
15	TRIM	MSB TRIMMING POTENTIOMETER TERMINAL
16	V_S	ANALOG POSITIVE POWER SUPPLY

Figuur 14/7.10.2-96: Aansluitgegevens van de AD 1861.



Figuur 14/7.10.2-97: Intern blokschema van de AD 1861.



Figuur 14/7.10.2-98: De timing voor het inlezen van de data in de AD 1861.

7.10.2 Type-beschrijving

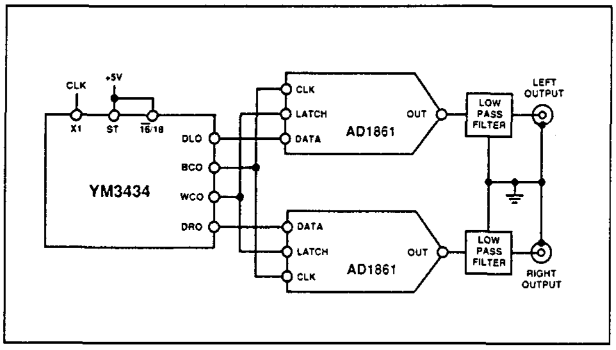
Voorbeeld-schakelingen

- figuur 14/7.10.2-99:

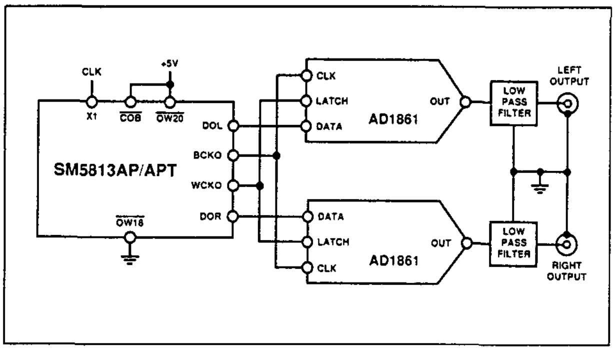
De AD 1861 wordt in deze figuur gebruikt in samenwerking met het digitaal transversaal filter type YM 3434 van Yamaha.

- figuur 14/7.10.2-100:

Twee AD 1861 schakelingen sluiten in deze toepassing het digitaal transversaal filter SM 5813AP af.



Figuur 14/7.10.2-99: Twee stuks AD 1861 sluiten het digitale filter YM 3434 af.



Figuur 14/7.10.2-100: Twee AD 1861 IC's worden gebruikt in combinatie met het transversaal filter SM 5813AP.

AD 1862

1 x 20 bit serie, 16 x oversampling

De AD 1862 is een 20 bit brede DAC, die volgens het traditionele R/2R-principe is samengesteld. De schakeling heeft een stroomuitgang die +/-1 mA kan leveren. Behalve een terugkoppelweerstand zijn er geen interne voorzieningen voor het genereren van een uitgangsspanning. De AD 1862 werkt met twee sets symmetrische voedingsspanningen van +/-12 V typisch en wordt geleverd in een standaard DIL-16 behuizing. De snelle maximale clock-frequentie van 17 MHz laat toe het IC te sturen met seriële data die zestien maal oversampled zijn.

De digitale gegevens worden via een uit drie signalen bestaande besturing in het IC geladen en naar de analoge stroomuitgang gestuurd.

De AD 1862 is voorzien van een techniek die "digital offset" wordt genoemd. Deze techniek heeft tot gevolg dat de vervorming bij kleine uitgangssignalen rond het nulpunt wordt geminimaliseerd. Het gevolg is dat de totale harmonische vervorming bij een uitgangssignaal dat -60 dB onder de maximale waarde ligt nog steeds kleiner is dan -42 dB.

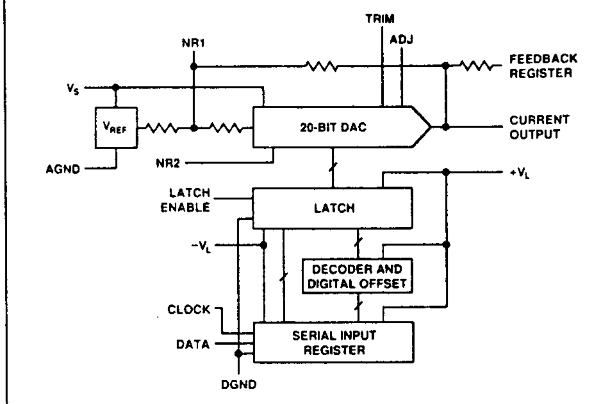
Technische gegevens

- fabrikant: Analog Devices
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 14/7.10.2-101
- intern blokschema: figuur 14/7.10.2-102
- timing-diagram: figuur 14/7.10.2-103
- voedingsspanning:
  analoog: +/-12 V typisch
  digitaal: +/-12 V typisch
- voedingsstroom: +15/-16 mA typisch
- digitale ingangen: TTL-compatibel
- dynamisch bereik: 119 dB
- resolutie: 20 bit
- clock-frequentie: 17 MHz max.
- niet-lineariteit: +/-1 dB
- harmonische vervorming bij 0 dB:
  AD1862N: -92 dB max.%
  AD1862N-J: -96 dB max.
- harmonische vervorming bij -60 dB:
  AD1862N: -42 dB max.
  AD1862N-J: -42 dB max.
- stroom uitgang:
  - stroom: +/-1 mA
  - impedantie: 2,1 kΩ
  - settling time: 350 ns
  - feed-back: 3 kΩ

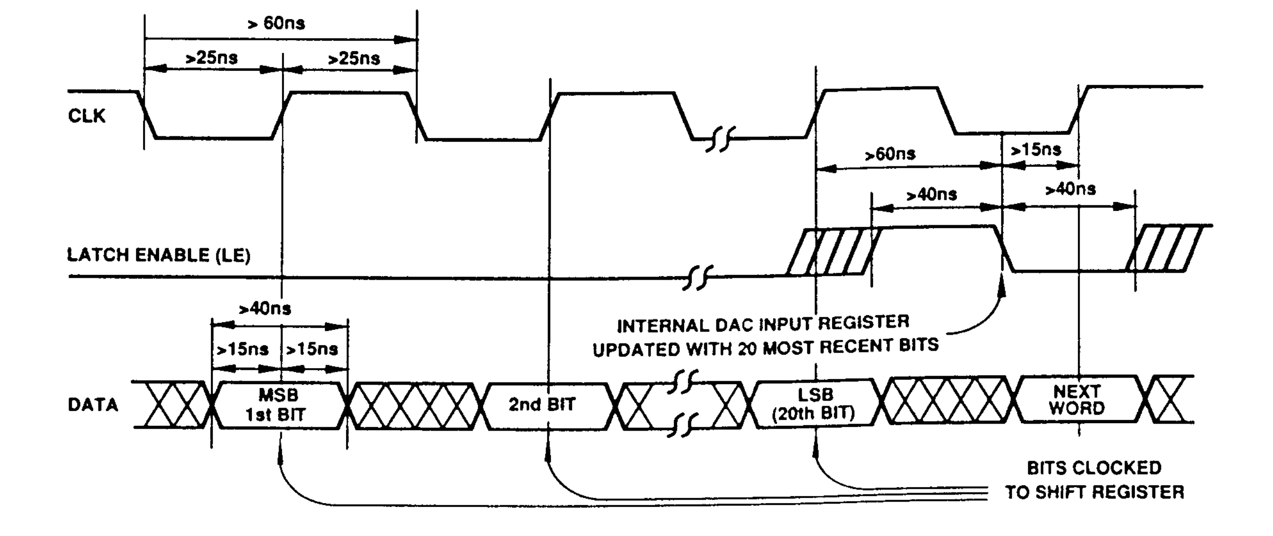
7.10.2 Type-beschrijving

Pin	Function	Description
1	$-V_S$	Bias Capacitor
2	$-V_S$	Analog Negative Supply
3	TRIM	Trim Pot Connection
4	$+V_L$	Positive Logic Supply
5	CLK	External Clock Input
6	LE	Latch Enable Input
7	D	Data Input
8	$-V_L$	Negative Logic Supply
9	DGND	Digital Ground
10	R_F	Feedback Resistor
11	I_{OUT}	Output Current
12	AGND	Analog Ground
13	NR_1	Reference Capacitor
14	ADJ	Midscale Adjust
15	NR_2	Bias Capacitor
16	$+V_S$	Positive Analog Supply

Figuur 14/7.10.2-101: Aansluitgegevens van de AD 1862.



Figuur 14/7.10.2-102: Intern blokschema van de AD 1862.



Figuur 14/7.10.2-103: De timing voor het inlezen van de data in de AD 1862.

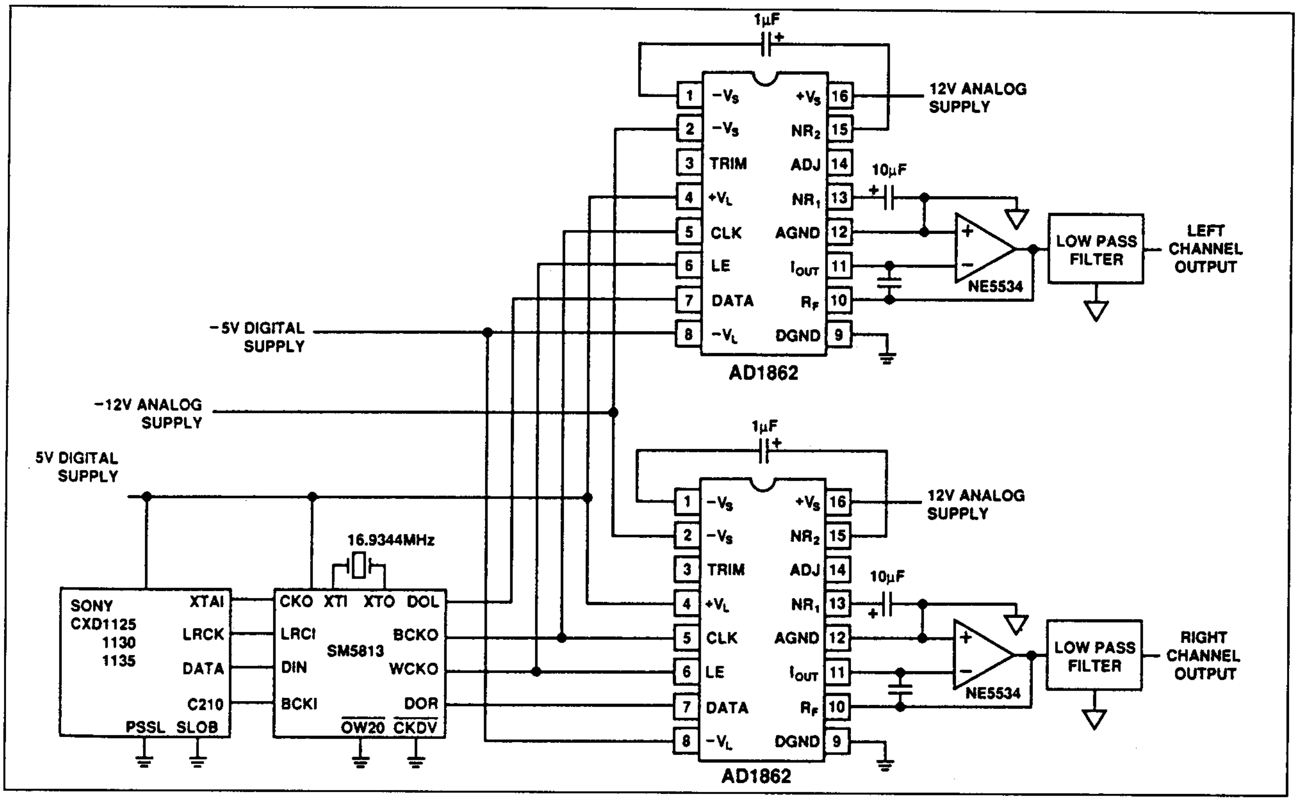
Voorbeeld-schakeling

– figuur 14/7.10.2-104:

Voorbeeld van de praktische schakeling van een CD-speler met hoge kwaliteit. De Sony-chip CXD 11xx decodeert de gegevens die binnen komen van de foutcorrectie. Nadien gaan de digitale gegevens naar het digitaal transversaal filter van het type SM 5813. Hier wordt achtvoudige oversampling berekent. De data-stroom wordt vervolgens in een linker en een rechter stroom gesplitst. Twee DAC's van het type AD 1862 verzorgen vervolgens de omzetting in analoge uitgangsgegevens.

De laagdoorlaatfilters moeten van het vijfpolige type zijn.

7.10.2 Type-beschrijving



Figuur 14/7.10.2-104: Voorbeeld van de elektronica van een hoogwaardige CD-speler met twee AD 1862 DAC's.

AD 1864

2 x 18 bit serie, 8 x oversampling

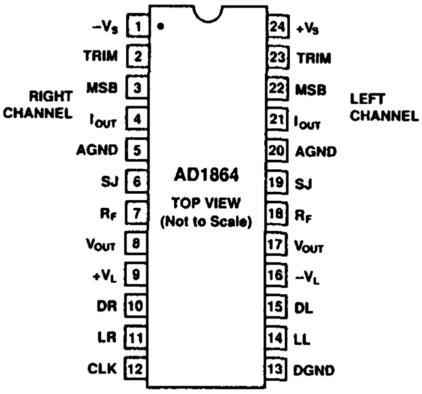
De AD 1864 bevat twee 18 bit brede DAC, die volgens het traditionele R/2R-principe zijn samengesteld. De schakeling heeft in principe een stroomuitgang, maar dank zij de ingebouwde operationele versterkers en terugkoppelweerstanden kan men de stromen zonder externe onderdelen omzetten in uitgangsspanningen. De AD 1864 werkt met twee sets symmetrische voedingsspanningen van +/-4,75 V tot +/-13,2 V en wordt geleverd in een standaard DIL-24 of PLCC behuizing.
De snelle maximale clock-frequentie van 12,7 MHz laat toe het IC te sturen met seriële data die acht maal oversampled zijn.
De digitale gegevens worden via een uit drie signalen bestaande besturing in het IC geladen en naar de analoge uitgangen gestuurd.

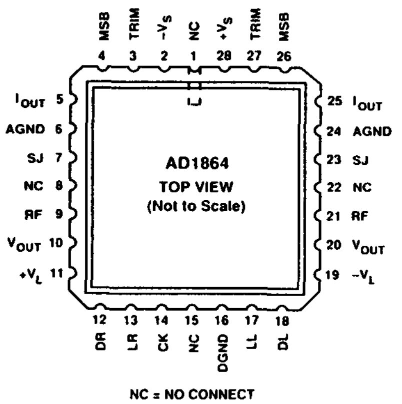
Technische gegevens

- fabrikant: Analog Devices
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 14/7.10.2-105
- intern blokschema: figuur 14/7.10.2-106
- timing-diagram: figuur 14/7.10.2-107
- voedingsspanning:
  analoog: +/-4,75 V tot +/-13,2 V
  digitaal: +/-4,75 V tot +/-13,2 V
- voedingsstroom: +25/-28 mA typisch
- digitale ingangen: TTL-compatibel
- dynamisch bereik: 108 dB
- resolutie: 18 bit
- clock-frequentie: 12,7 MHz max.
- drift: +/-25 ppm/°C
- niet-lineariteit: <2 dB
- harmonische vervorming bij 0 dB:
  AD1864N, P: 0,006 %
  AD1864N-J, P-J: 0,004 %

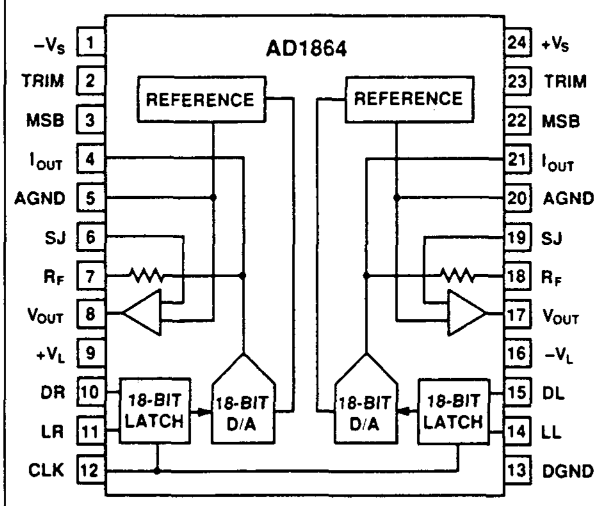
7.10.2 Type-beschrijving

SIGNAL	DESCRIPTION
$-V_S$	Negative Analog Supply
TRIM	Right Channel Trim Network Connection
MSB	Right Channel Trim Potentiometer Connection
I_{OUT}	Right Channel Output Current
AGND	Right Channel Analog Common Pin
SJ	Right Channel Amplifier Summing Junction
R_F	Right Channel Feedback Resistor
V_{OUT}	Right Channel Output Voltage
$+V_L$	Positive Digital Supply
DR	Right Channel Data Input Pin
LR	Right Channel Latch Pin
CLK	Clock Input Pin
DGND	Digital Common Pin
LL	Left Channel Latch Pin
DL	Left Channel Data Input Pin
$-V_L$	Negative Digital Supply
V_{OUT}	Left Channel Output Voltage
RF	Left Channel Feedback Resistor
SJ	Left Channel Amplifier Summing Junction
AGND	Left Channel Analog Common Pin
I_{OUT}	Left Channel Output Current
MSB	Left Channel Trim Potentiometer Wiper Connection
TRIM	Left Channel Trim Network Connection
$+V_S$	Positive Analog Supply

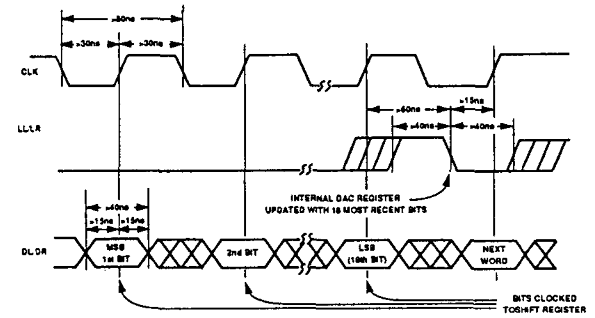




Figuur 14/7.10.2-105: Aansluitgegevens van de AD 1864.



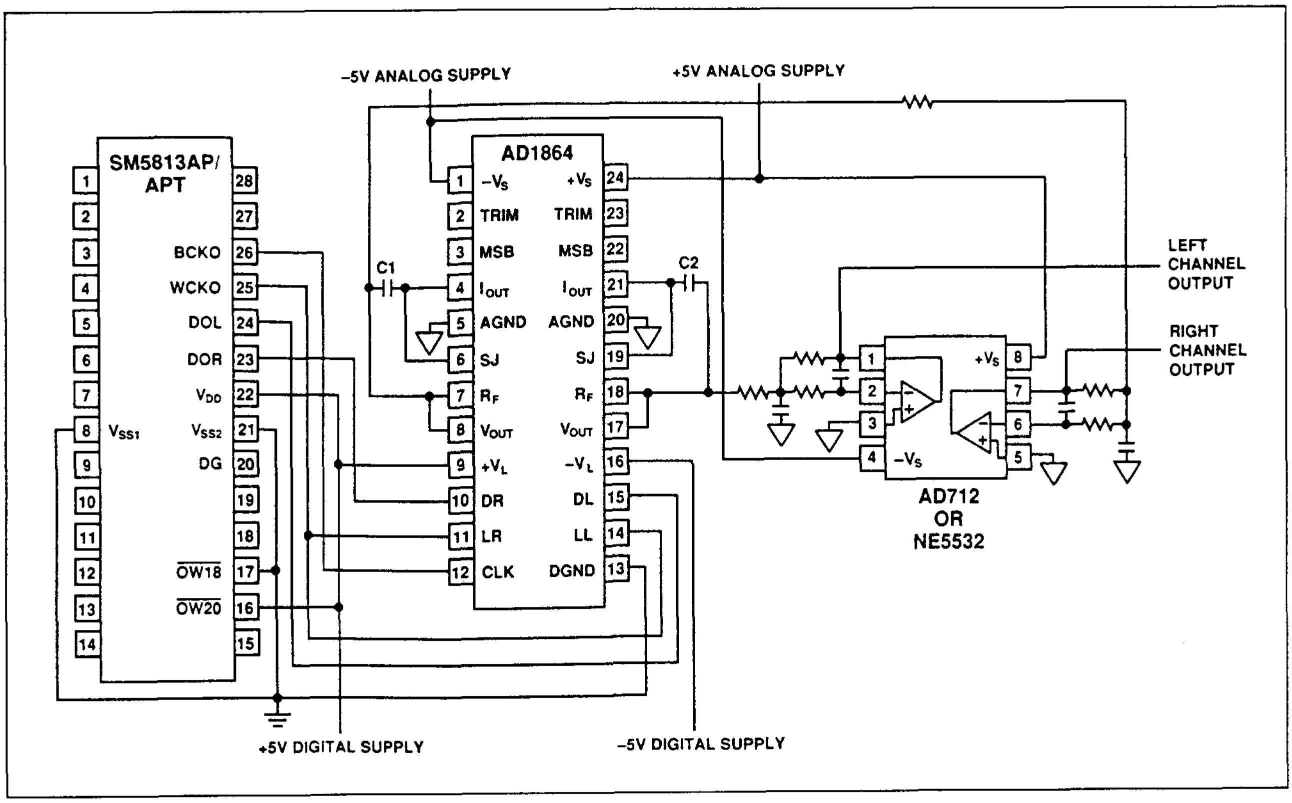
Figuur 14/7.10.2-106: Intern blokschema van de AD 1864.



Figuur 14/7.10.2-107: De timing voor het inlezen van de data in de AD 1864.

AD1864N-K: 0,0025 %
- harmonische vervorming bij -60 dB:
  AD1864N, P: 4,0 %
  AD1864N-J, P-J: 2,0 %
  AD1864N-K: 2,0 %
- stroom uitgang:
  - stroom: +/-1 mA
  - impedantie: 1,7 kΩ
- spanning uitgang:
  - spanning: +/-3,0 V
  - impedantie: 0,1 Ω
  - uitgangsstroom: +/-8 mA

7.10.2 Type-beschrijving



Figuur 14/7.10.2-108: De AD 1864 gebruikt in de elektronica van een CD-speler.

Voorbeeld-schakeling

– figuur 14/7.10.2-108:
De AD 1864 wordt in deze voorbeeld-schakeling van een CD-speler gebruikt in samenwerking met het digitaal transversaal filter type SM 5813AP van NPC. De dubbele operationele versterker AD 712 wordt gebruikt voor het samenstellen van de twee laagdoorlaatfiltertjes van de tweede orde. De condensatoren C1 en C2 vormen, samen met de interne terugkoppelweerstanden de derde (passieve) pool van de filters.

AD 1865

2 x 18 bit serie, 16 x oversampling

De AD 1865 bevat twee 18 bit brede DAC, die volgens het traditionele R/2R-principe zijn samengesteld. De schakeling heeft in principe een stroomuitgang, maar dank zij de ingebouwde operationele versterkers en terugkoppelweerstanden kan men de stromen zonder externe onderdelen omzetten in uitgangsspanningen. De AD 1865 werkt met twee sets symmetrische voedingsspanningen van +/- 5 V typisch en wordt geleverd in standaard DIL-24 of SOIC-28 behuizingen.
De snelle maximale clock-frequentie van 13,7 MHz laat toe het IC te sturen met seriële data die zestien maal oversampled zijn.
De digitale gegevens worden via een uit vijf signalen bestaande besturing in het IC geladen en naar de analoge uitgangen gestuurd.

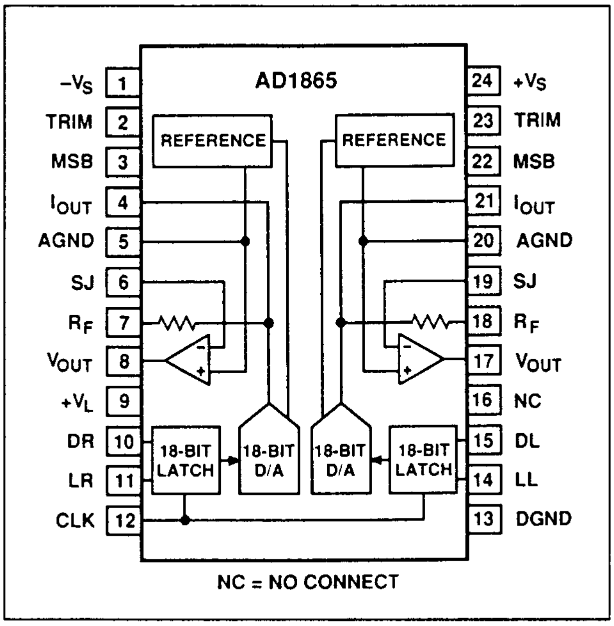
Technische gegevens

- fabrikant: Analog Devices
- behuizing: DIL-24, SOIC-28
- aansluitgegevens: figuur 14/7.10.2-109
- intern blokschema: figuur 14/7.10.2-110
- timing-diagram: figuur 14/7.10.2-111
- voedingsspanning:
  analoog: +/-4,75 V tot +/-5,25 V
  digitaal: +/-4,75 V tot +/-5,25 V
- voedingsstroom: +26/-26 mA typisch
- digitale ingangen: TTL-compatibel
- dynamisch bereik: 110 dB

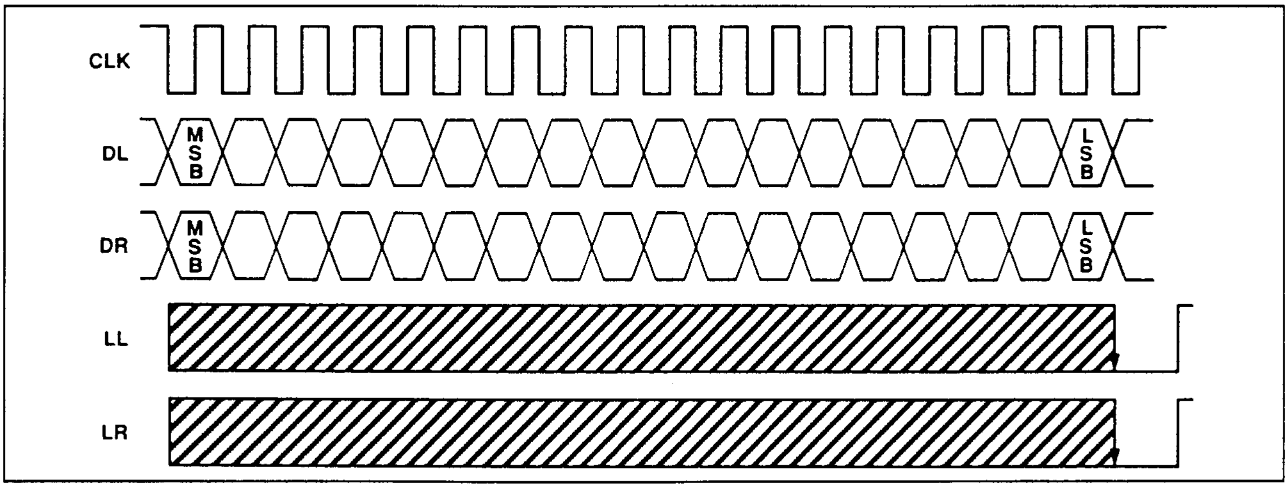
7.10.2 Type-beschrijving

DIP	SOIC		
1	22	$-V_S$	Negative Analog Supply
2	23	TRIM	Right Channel Trim Network Connection
3	24	MSB	Right Channel Trim Potentiometer Wiper Connection
4	26	I_{OUT}	Right Channel Output Current
5	28	AGND	Analog Common Pin
6	1	SJ	Right Channel Amplifier Summing Junction
7	2	R_F	Right Channel Feedback Resistor
8	3	V_{OUT}	Right Channel Output Voltage
9	4	$+V_L$	Positive Digital Supply
10	5	DR	Right Channel Data Input Pin
11	6	LR	Right Channel Latch Pin
12	7	CLK	Clock Input Pin
13	8	DGND	Digital Common Pin
14	9	LL	Left Channel Latch Pin
15	10	DL	Left Channel Data Input Pin
16	11, 16, 18 25, 27	NC	No Internal Connection*
17	12	V_{OUT}	Left Channel Output Voltage
18	13	R_F	Left Channel Feedback Resistor
19	14	SJ	Left Channel Amplifier Summing Junction
20	15	AGND	Analog Common Pin
21	17	I_{OUT}	Left Channel Output Current
22	19	MSB	Left Channel Trim Potentiometer Wiper Connection
23	20	TRIM	Left Channel Trim Network Connection
24	21	$+V_S$	Positive Analog Supply

Figuur 14/7.10.2-109: Aansluitgegevens van de AD 1865.



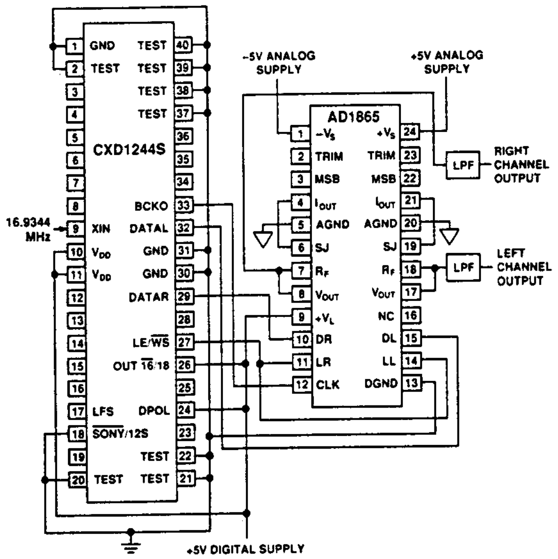
Figuur 14/7.10.2-110: Intern blokschema van de AD 1865.



Figuur 14/7.10.2-111: De timing voor het inlezen van de data in de AD 1865.

- resolutie: 18 bit
- clock-frequentie: 13,5 MHz max.
- drift: +/-25 ppm/°C
- niet-ineariteit: <2 dB
- harmonische vervorming bij 0 dB:
  AD1865N, R: 0,006 %
  AD1865N-J, R-J: 0,004 %
- harmonische vervorming bij -60 dB:

7.10.2 Type-beschrijving



Figuur 14/7.10.2-112: De AD 1865 gebruikt in de elektronica van een CD-speler.

1	V_L	Digital Supply (+5 Volts)
2	LL	Left Channel Latch Enable
3	DL	Left Channel Data Input
4	CK	Clock Input
5	DR	RIGHT Channel Data Input
6	LR	RIGHT Channel Latch Enable
7	DGND	Digital Common
8	V_BR	Right Channel Bias
9	V_S	Analog Supply (+5 Volts)
10	V_OR	Right Channel Output
11	NRR	Right Channel Noise Reduction
12	AGND	Analog Common
13	NRL	Left Channel Noise Reduction
14	V_OL	Left Channel Output
15	V_S	Analog Supply (+5 Volts)
16	V_BL	Left Channel Bias

Figuur 14/7.10.2-113: Aansluitgegevens van de AD 1868.

AD1865N, R: 4,0 %
AD1865N-J, R-J: 2,0 %
- stroom uitgang:
  - stroom: +/-1 mA
  - impedantie: 1,7 kΩ
- spanning uitgang:
  - spanning: +/-3,0 V
  - impedantie: 0,1 Ω
  - uitgangsstroom: +/-8 mA

Voorbeeld-schakeling
- figuur 14/7.10.2-112:

De AD 1865 met het digitaal transversaal filter type CXD 1244S van Sony. Er wordt gebruik gemaakt van achtvoudige oversampling. De twee laagdoorlaatfiltertjes LP zijn van de tweede orde.

AD 1868

2 x 18 bit serie, 8 x oversampling

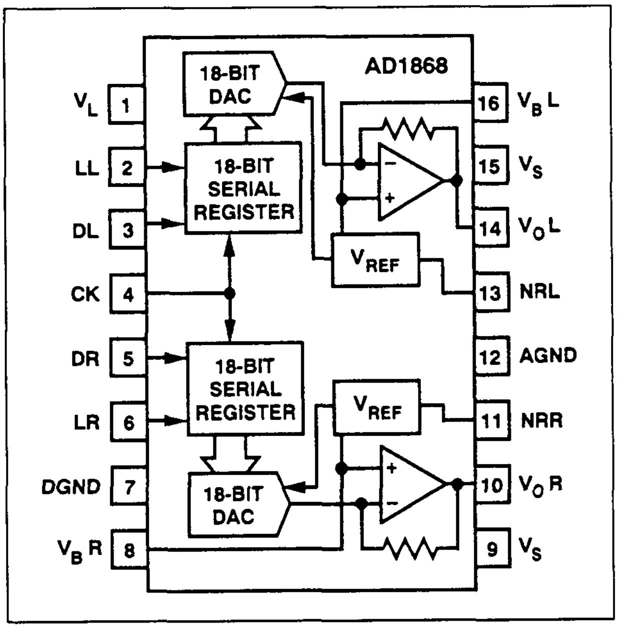
De AD 1868 bevat twee 18 bit brede DAC, die volgens het traditionele R/2R-principe zijn samengesteld. De schakeling heeft géén stroomuitgang, zodat het geheel in een DIL-16 behuizing kon worden geperst.

Bovendien is maar één voedingsspanning van +5,0 V noodzakelijk, die weliswaar op afzonderlijke pennen wordt aangeboden voor het digitale en analoge deel van de schakeling.
De maximale clock-frequentie van 13,5 MHz laat toe het IC te sturen met seriële data die acht maal oversampled zijn.
De digitale gegevens worden via een uit vijf signalen bestaande besturing in het IC geladen en naar de analoge uitgangen gestuurd.

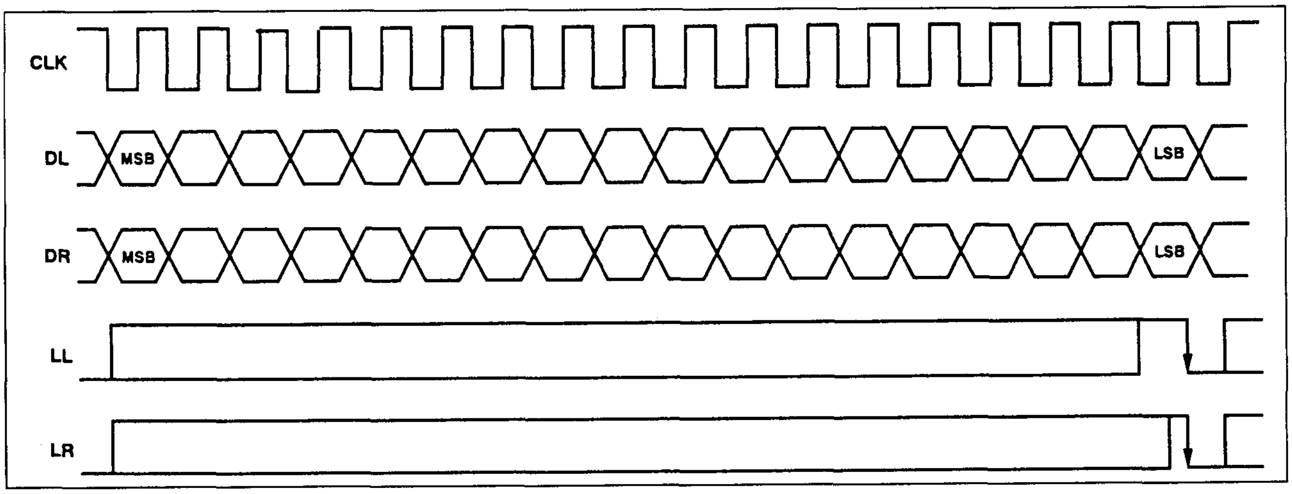
Technische gegevens
- fabrikant: Analog Devices
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 14/7.10.2-113
- intern blokschema: figuur 14/7.10.2-114
- timing-diagram: figuur 14/7.10.2-115
- voedingsspanning:
  analoog: +4,75 V tot +5,25 V
  digitaal: +4,75 V tot +5,25 V
- voedingsstroom: +14 mA typisch
- digitale ingangen: TTL-compatibel
- dynamisch bereik: 108 dB
- resolutie: 18 bit
- clock-frequentie: 13,5 MHz max.

7.10.2 Type-beschrijving

- drift: +/-100 ppm/°C
- niet-lineariteit: <3 dB
- harmonische vervorming bij 0 dB:
  AD1868N, R: 0,008 %
  AD1868N-J, R-J: 0,006 %
- harmonische vervorming bij -60 dB:
  AD1868N, R: 5,0 %
  AD1868N-J, R-J: 5,0 %
- spanning uitgang:
  - spanning: +1,0 V
  - impedantie: 0,1 Ω
  - uitgangsstroom: +1 mA



Figuur 14/7.10.2-114: Intern blokschema van de AD 1868.



Figuur 14/7.10.2-115: De timing voor het inlezen van de data in de AD 1868.

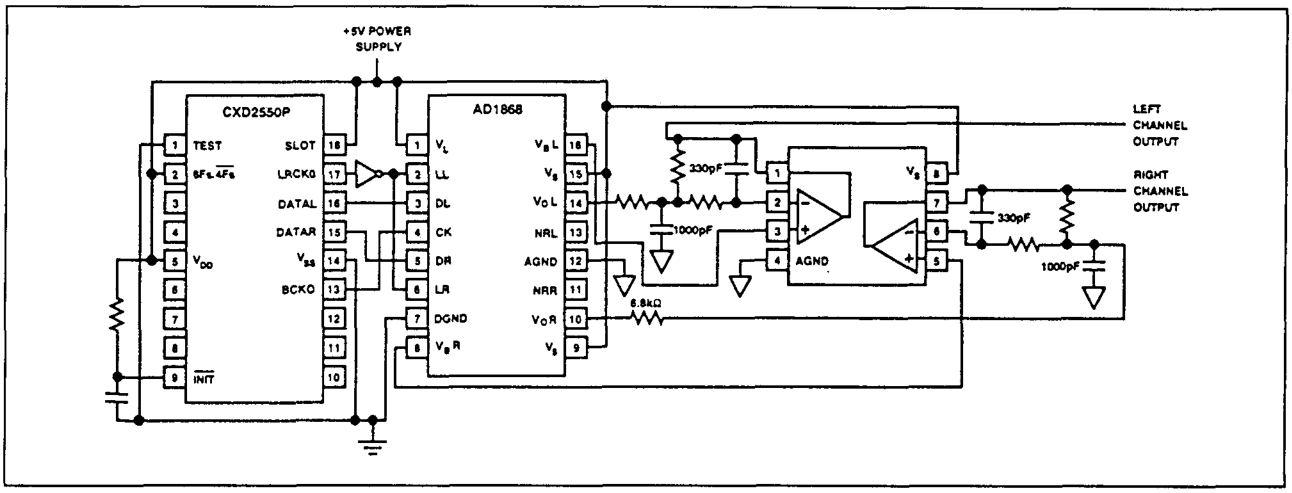
Voorbeeld-schakeling

- figuur 14/7.10.2-116:

De AD 1868 wordt in deze voorbeeld-schakeling van een CD-speler gebruikt in samenwerking met het digitaal transversaal filter type CXD 2550P van Sony.

De dubbele operationele versterker wordt gebruikt voor het samenstellen van de twee laagdoorlaatfiltertjes van de tweede orde.

7.10.2 Type-beschrijving



Figuur 14/7.10.2-116: De AD 1868 gebruikt in de elektronica van een CD-speler.

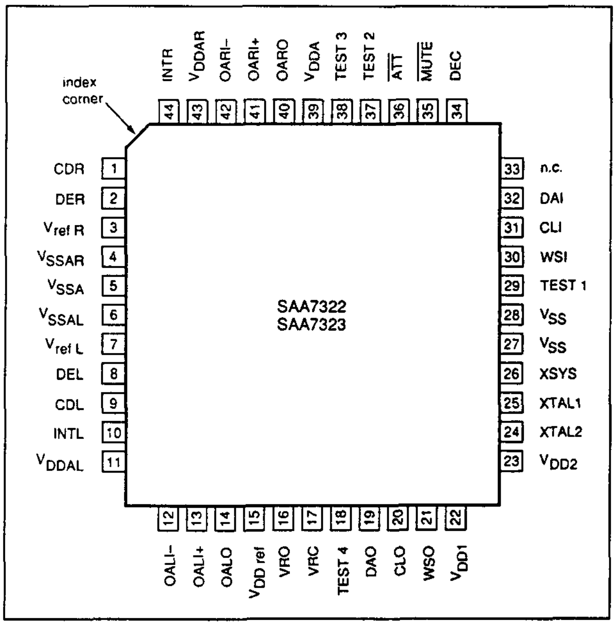
SAA 7322

2 x bit-stream, 256 x oversampling

De SAA 7322 is een moderne bit-stream DAC, die gebruikt kan worden in systemen tot een maximale oversampling rate van 256. Het IC is ontwikkeld voor gebruik in kwalitatief hoogwaardige digitale audio-ontvangers, zoals CD, DAT, etc.
De SAA 7322 is gemaakt met een combinatie van BIMOS- en BIPOLAIR-technologie. De digitale schakelingen zijn uitgevoerd in BIMOS, de analoge schakelingen in BIPOLAIR.
De twee DAC's leveren rechtstreeks uitgangsspanningen, die via zeer summiere passieve filters ter beschikking staan.
De digitale gegevens worden via een uit vier signalen bestaande besturing in het IC geladen en naar de twee een bit brede omzetters gevoerd.

Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: SOT-205AG (figuur 14/7.10.2-117)
- aansluitgegevens: figuur 14/7.10.2-118
- intern blokschema: figuur 14/7.10.2-119
- voedingsspanning:
  analoog: +5,0 V
  digitaal: +5,0 V
- voedingsstroom: +35/+85 mA max
- digitale ingangen: TTL-compatibel
- dynamisch bereik: 93 dB
- clock-frequentie: 12,3 MHz max.
- overspraak: 90 dB typisch
- lineariteit: 0,5 LSB typisch
- vervorming:
  -88 dB typisch bij 0 dB op de uitgang



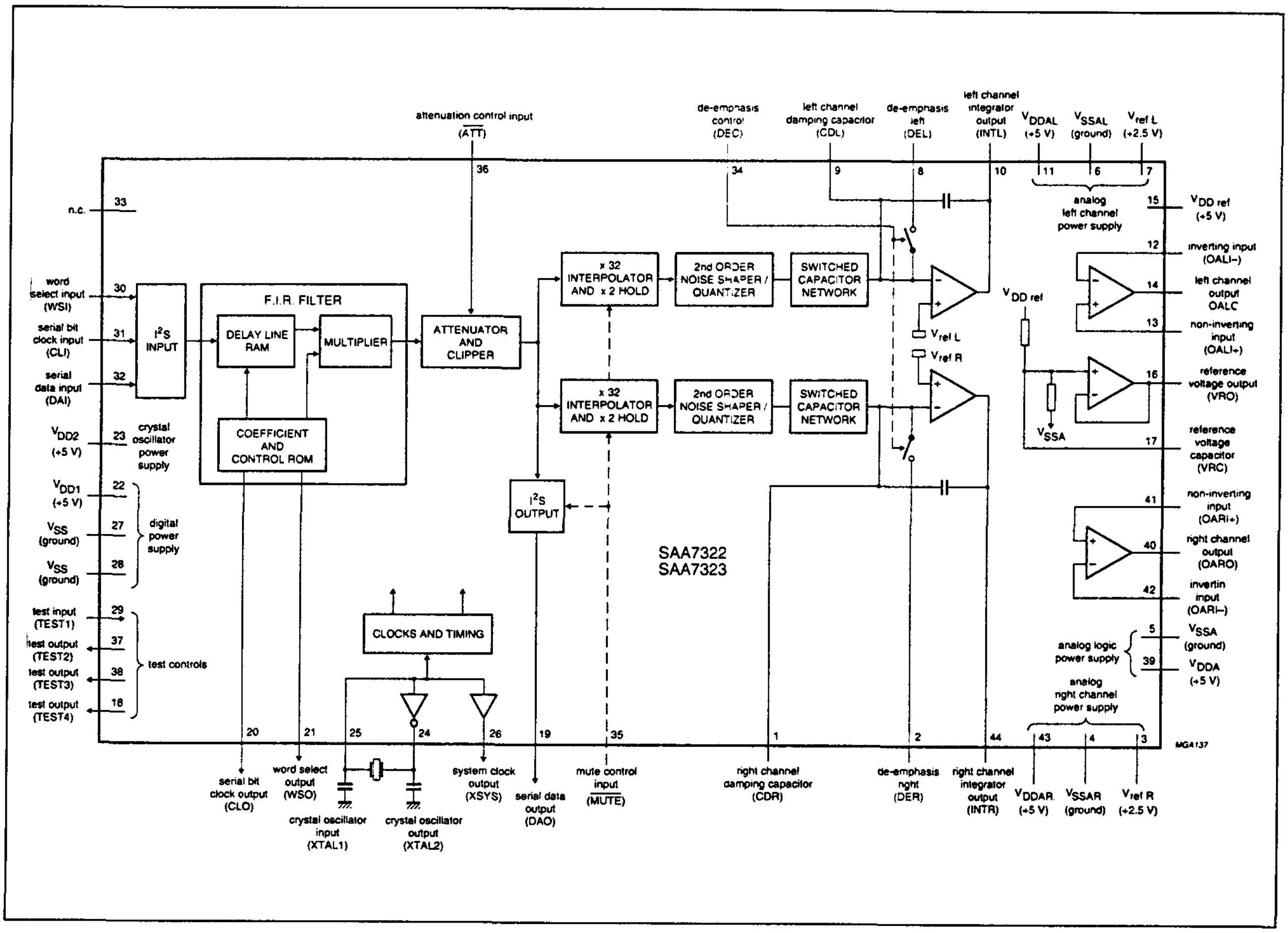
Figuur 14/7.10.2-117: Behuizing van de SAA 7322.

7.10.2 Type-beschrijving

SYMBOL	PIN	DESCRIPTION
CDR	1	damping capacitor for the right channel switched-capacitor integrator
DER	2	connection to the de-emphasis switch in the right channel integrator
V_{refR}	3	reference voltage input for the analog channel ground (normally connected to VRO)
V_{SSAR}	4	ground connection for the analog right channel
V_{SSA}	5	ground connection for logic in the analog section
V_{SSAL}	6	ground connection for the analog left channel
V_{refL}	7	reference voltage input for the analog left channel ground (normally connected to VRO)
DEL	8	connection to the de-emphasis switch in the feedback of the left channel integrator
CDL	9	damping capacitor for the left channel switched-capacitor integrator
INTL	10	output from the left channel switched-capacitor integrator. Internal capacitor (85 pF typ.) connected to CDL
V_{DDL}	11	+5 V supply voltage for the analog left channel
OALI–	12	inverting input to the left channel low-pass filter operational amplifier
OALI+	13	non-inverting input to the left channel low-pass filter operational amplifier
OALO	14	output from the left channel operational amplifier
V_{DDref}	15	+5 V supply voltage for the reference voltage generator
VRO	16	internal reference voltage output (+2.5 V typ.)
VRC	17	internal reference voltage high impedance node requiring an external smoothing capacitor
TEST4	18	test output 4: pin should be left open-circuit
DAO	19	I^2S serial data output is a 16-bit linear two's-complement PCM signal at a data rate of 176.4 kHz (typ.) formatted in accordance with I^2S . After 4 x upsampling by the digital filter this signal is output so that an external DAC could be used; combined with CLO and WSO it can be considered as a master transmitter
CLO	20	I^2S serial bit clock output, f_{CLKO} = 5.6448 MHz (typ).
WSO	21	I^2S word select output 176.4 kHz (typ).
V_{DD1}	22	+5 V supply voltage for the digital section
V_{DD2}	23	+5 V supply voltage for the crystal oscillator
XTAL2	24	drive output to clock crystal
XTAL1	25	input from crystal oscillator or external clock input 11.2896 MHz (typ.)
XSYS	26	buffered output from crystal oscillator
V_{SS}	27, 28	ground connection for the digital section
TEST1	29	test input 1, pin should be connected to ground
WSI	30	I^2S word select input, 44.1 kHz (typ) WSI together with CLI, is used to clock the I^2S serial data input (DAI) and synchronize the main timing chain
CLI	31	I^2S serial bit clock input, f_{CLKI} = 2.8224 MHz (typ).
DAI	32	I^2S serial data input is a 16-bit linear two's-complement PCM signal formatted in accordance with I^2S. If more than 16 bits are supplied then the least significant bits (LSBs) will be truncated
n.c.	33	not connected
DEC	34	de-emphasis control input switches an extra external capacitor network into both the analog left and right channel integrator feedback
MUTE	35	when active LOW this Schmitt trigger control input will force the interpolator data input to zero. It will also force the I^2S data output (DAO) to zero
ATT	36	when active LOW this control input provides –12 dB attenuation to the analog output amplitude
TEST2	37	test output 2, pin should be left open-circuit
TEST3	38	test output 3, pin should be left open-circuit
V_{DDA}	39	+5 V supply voltage for logic in the analog section
OARO	40	output from the right channel operational amplifier
OARI+	41	non-inverting input to the right channel low-pass filter operational amplifier
OARI–	42	inverting input to the right channel low-pass filter operational amplifier
V_{DDAR}	43	+5 V supply voltage for the analog right channel
INTR	44	output from the right channel switched-capacitor integrator. Internal capacitor (85 pF typ.) connected to CDR

Figuur 14/7.10.2-118: Aansluitgegevens van de SAA 7322/23.

7.10.2 Type-beschrijving



Figuur 14/7.10.2-119: Intern blokschema van de SAA 7322/23.

Voorbeeld-schakeling

- figuur 14/7.10.2-120:

De volledige praktische schakeling rond de SAA 7322.

SAA 7323

2 x bit-stream, 256 x oversampling

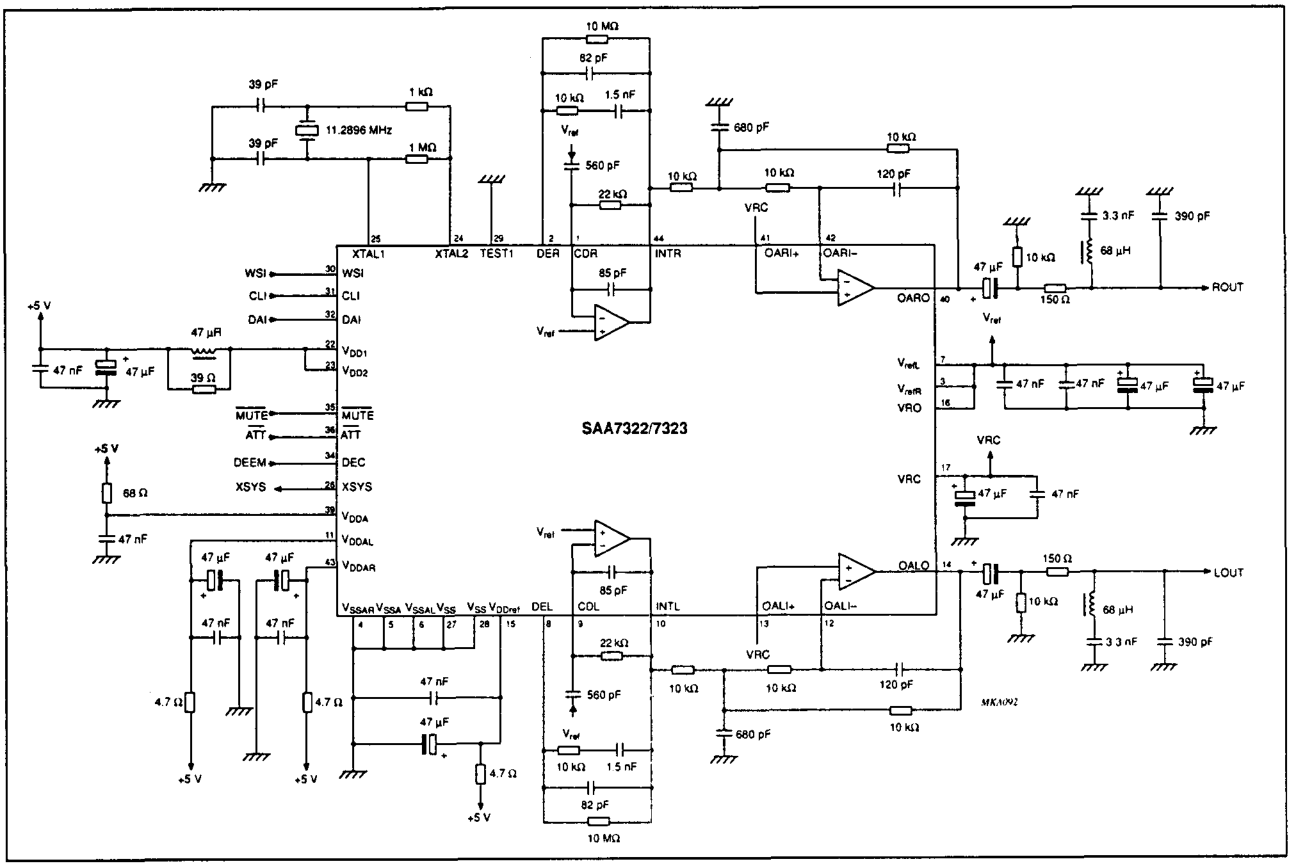
De SAA 7323 is een "lower performance version" van de SAA 7322. Voor de rest is de schakeling uiteraard volledig compatible met de SAA 7322.

Technische gegevens

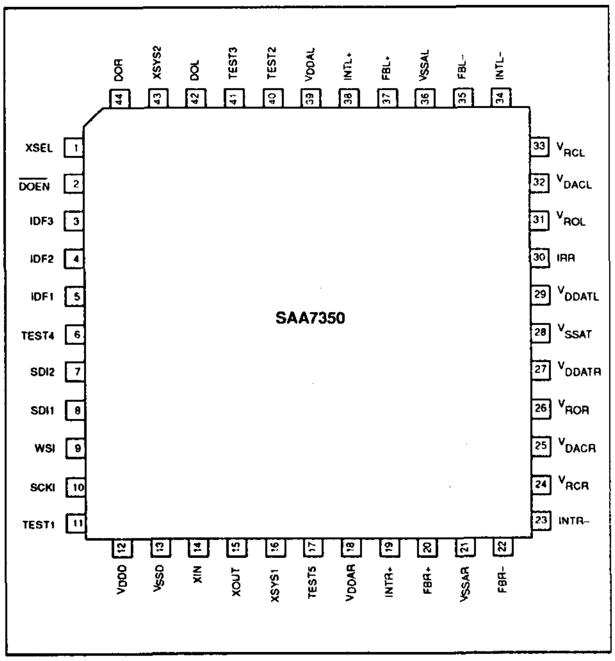
- fabrikant: Philips
- behuizing: SOT-205AG (figuur 14/7.10.2-117)
- aansluitgegevens: figuur 14/7.10.2-118
- intern blokschema: figuur 14/7.10.2-119
- voedingsspanning:
  analoog: +5,0 V
  digitaal: +5,0 V
- voedingsstroom: +35/+85 mA max
- digitale ingangen: TTL-compatibel
- dynamisch bereik: 93 dB
- clock-frequentie: 12,3 MHz max.
- overspraak: 90 dB typisch
- lineariteit: 1 LSB typisch
- vervorming:
  -90 dB typisch bij 0 dB op de uitgang

Voor de overige gegevens en de voorbeeld-schakeling wordt verwezen naar de SAA 7322.

7.10.2 Type-beschrijving



Figuur 14/7.10.2-120: Praktische schakeling rond de SAA 7322/23.



Figuur 14/7.10.2-121: Behuizing van de SAA 7350/51.

SAA 7350

2 x bit-stream, 384 x oversampling

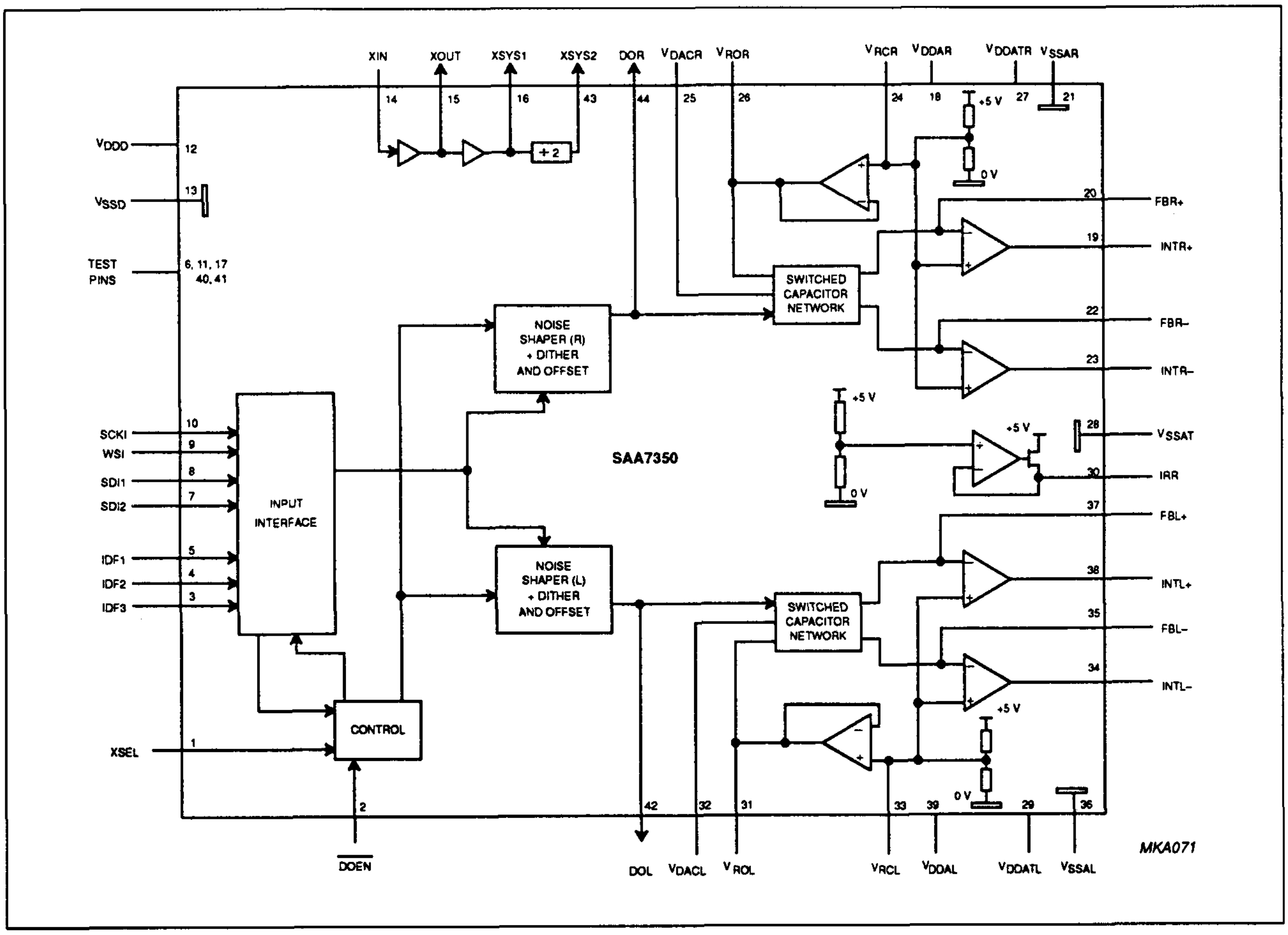
De SAA 7350 is een bit-stream DAC van de allernieuwste generatie, die niet alleen gebruikt kan worden bij data die 384 keer zijn oversampled, maar bovendien het equivalent van een traditioneel 20 bit systeem biedt. Het IC is ontwikkeld voor gebruik in kwalitatief hoogwaardige digitale audio-ontvangers, zoals CD, DAT, etc. De uitgangen van de twee DAC's moeten afgesloten worden met differentiële versterkers. De digitale gegevens worden via een uit zeven signalen bestaande besturing in het IC geladen en naar de twee één bit brede omzetters gevoerd. De SAA 7350 is een universeel IC, dat in staat is digitale gegevens te verwerken, die in acht verschillende formaten worden aangeleverd. Drie van de zeven besturingssignalen worden gebruikt voor het instellen van de schakeling op dit formaat.

7.10.2 Type-beschrijving

SYMBOL	PIN	DESCRIPTION
XSEL	1	crystal frequency select; this pin is used to select the master crystal frequency as follows: XSEL HIGH = 384 f_s, XSEL LOW = 256 f_s; if unconnected the pin will default HIGH
$\overline{DOEN}$	2	one-bit digital output enable; when LOW, the one-bit code outputs are made available for TDA1547; if unconnected the pin will default HIGH
IDF3, IDF2, IDF1	3, 4, 5	input data format; these three pins determine the input format the device is to operate in (see functional description); if unconnected these pins will default HIGH (i.e. burst clock mode)
TEST4	6	test 4; this pin should be left open-circuit
SDI2	7	serial data input; used in simultaneous mode only (for the right channel signal); when not used, this pin will be internally pulled HIGH
SDI1	8	serial data input; this should be a 16, 18 or 20-bit linear 2's complement PCM signal; in simultaneous mode this pin is used for the left channel signal
WSI	9	serial input word select signal; signifies whether data word is for the left or right channel; can be either f_s, 2 f_s, 4 f_s or 8 f_s where f_s is the system sampling frequency; f_s can be between 16 kHz and 53 kHz
SCKI	10	bit clock input for the serial input interface
TEST1	11	test 1; this pin should be left open-circuit
V_{DDD}	12	+5 V power supply for the digital section
V_{SSD}	13	ground connection for the digital section
XIN	14	crystal oscillator input
XOUT	15	crystal oscillator output
XSYS1	16	buffered oscillator output
TEST5	17	test 5; in normal operation this pin should be tied LOW
V_{DDAR}	18	analog 5 V supply for right channel
INTR+	19	output from the right positive switched-capacitor integrator; input to differential operational amplifier
FBR+	20	feedback connection for the right positive switched-capacitor integrator
V_{SSAR}	21	0 V supply for right channel
FBR-	22	feedback connection for the right negative switched-capacitor integrator
INTR-	23	output from the right negative switched-capacitor integrator; input to differential operational amplifier
V_{RCR}	24	high impedance voltage reference for right channel inputs; typically $V_{DDAR}/2$
V_{DACR}	25	reference voltage supply for right channel DAC's; normally this will beconnected to V_{SS}
V_{ROR}	26	right channel voltage reference output; typically $V_{DDAR}/2$
V_{DDATR}	27	5 V supply for right channel analog timing
V_{SSAT}	28	0 V supply for left and right channel analog timing
V_{DDATL}	29	5 V supply for left channel analog timing
IRR	30	24 kΩ bias resistor connection for the reference current generator circuit
V_{ROL}	31	left channel voltage reference output; typically $V_{DDAL}/2$
V_{DACL}	32	reference voltage supply for left channel DAC; normally this will be connected to V_{SS}
V_{RCL}	33	high impedance voltage reference for left channel inputs and for bias current generator; typically $V_{DDAL}/2$
INTL-	34	output from the left negative switched-capacitor integrator; input to differential operational-amplifier
FBL-	35	feedback connection for the left negative switched-capacitor integrator
V_{SSAL}	36	0 V supply for left channel
FBL+	37	feedback connection for the left positive switched-capacitor integrator
INTL+	38	output from the left positive switched-capacitor integrator; input to differential operational-amplifier
V_{DDAL}	39	analog 5 V supply for left channel
TEST2	40	test 2; this pin should be left open-circuit
TEST3	41	test 3; this pin should be left open-circuit
DOL	42	digital output left; left channel one-bit code for TDA1547; when disabled this pin will be driven LOW
XSYS2	43	output clock at a frequency of half the master clock frequency
DOR	44	digital output right; right channel one-bit code for TDA1547; when disabled this pin will be driven LOW

Figuur 14/7.10.2-122: Aansluitgegevens van de SAA 7350/51.

7.10.2 Type-beschrijving



Figuur 14/7.10.2-123: Intern blokschema van de SAA 7350/51.

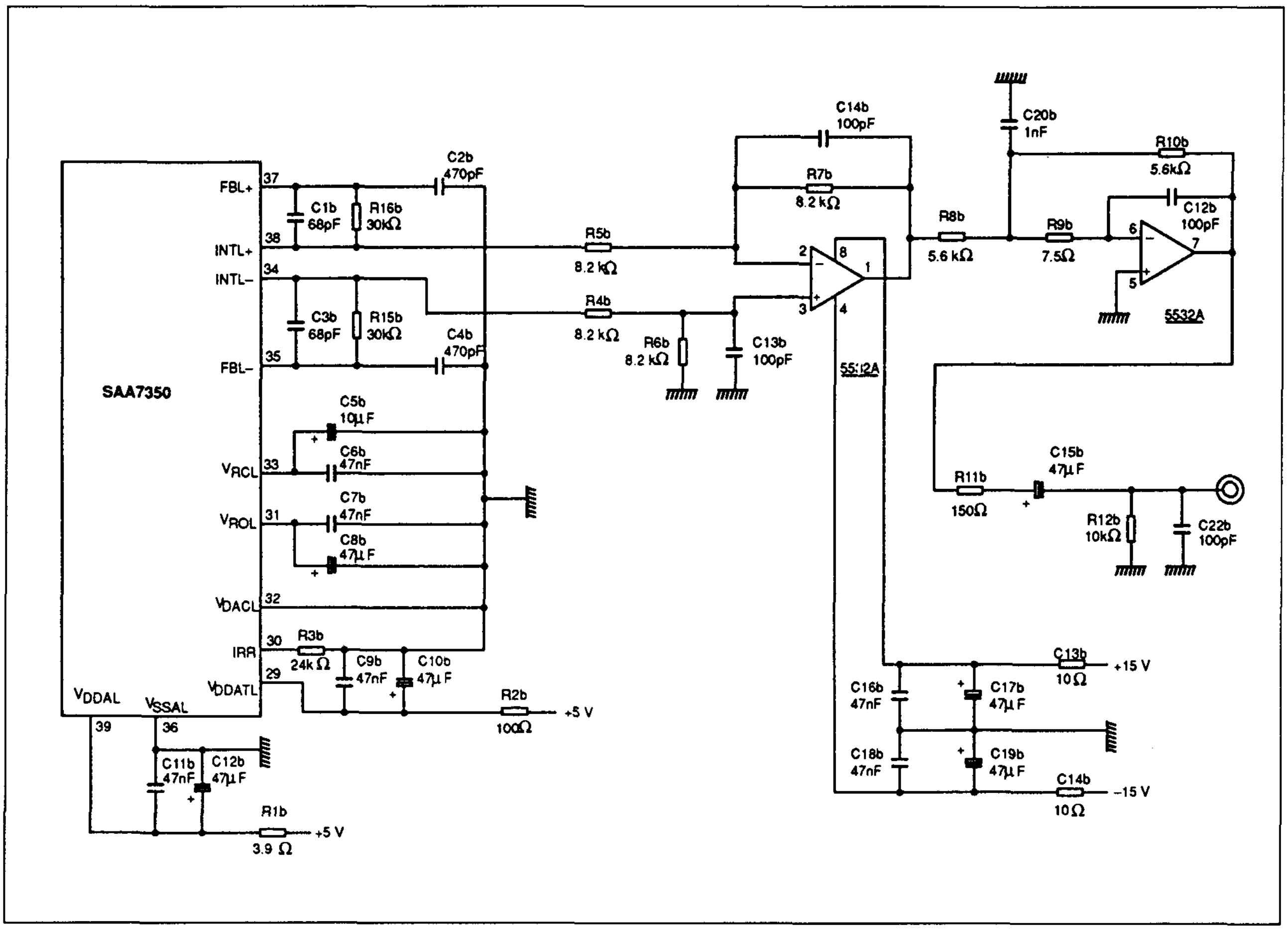
IDF3	IDF2	IDF1	format
0	0	0	I²S format up to 20 bits
0	0	1	Sony serial format 16 bits
0	1	0	Sony serial format 18 bits
0	1	1	Sony serial format 20 bits
1	0	0	simultaneous format idling on LSB up to 20 bits
1	0	1	simultaneous format idling on MSB 18 bits
1	1	0	simultaneous format idling on MSB 20 bits
1	1	1	simultaneous format burst clock up to 20 bits

Figuur 14/7.10.2-124: Het selecteren van het formaat van de seriële ingangsgegevens door middel van de controle-pennen IDF.

Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: SOT-205AG (figuur 14/7.10.2-121)
- aansluitgegevens: figuur 14/7.10.2-122
- intern blokschema: figuur 14/7.10.2-123
- formaat-selectie: figuur 14/7.10.2-124
- voedingsspanning:
  analoog: +5,0 V
  digitaal: +5,0 V
- voedingsstroom: +70/+50 mA max
- digitale ingangen: TTL-compatibel

7.10.2 Type-beschrijving



Figuur 14/7.10.2-125: Praktische schakeling rond de SAA 7350.

- dynamisch bereik: 98 dB
- clock-frequentie: 20,35 MHz max.
- overspraak: 100 dB typisch
- lineariteit: 1 LSB typisch
- vervorming:
  -96 dB typisch bij 0 dB op de uitgang

Voorbeeld-schakeling

- figuur 14/7.10.2-125:

De volledige praktische schakeling rond de SAA 7350.

SAA 7351

2 x bit-stream, 384 x oversampling

De SAA 7351 is volledige functie- en pencompatible met de SAA 7350. Het enige verschil is dat de SAA 7351 interne voorzieningen heeft, waardoor het uitgangssignaal constant blijft in relatie tot de gebruikte sample-frequentie.

Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: SOT-205AG (figuur 14/7.10.2-121)
- aansluitgegevens: figuur 14/7.10.2-122
- intern blokschema: figuur 14/7.10.2-123

Voor de overige gegevens en de voorbeeldschakeling wordt verwezen naar de SAA 7350.

14/8

Diversen

Inhoud

14/8.1

Type-beschrijving

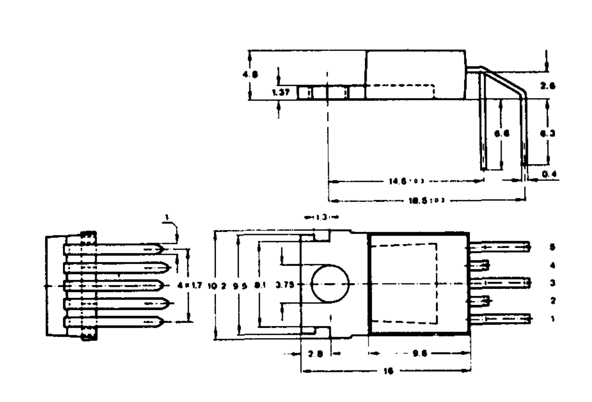
TDA 1410

quasi-complementaire eindtrap

Quasi-complementaire eindtrap met Darlington-structuur, bedoeld als LF-eindtrap voor televisie-ontvangers, met een maximaal vermogen van 30 W en een maximale stroom van 3 A.

Technische gegevens

- fabrikant: Telefunken
- behuizing: 5-pen TO 220
- aansluitgegevens: figuur 14/8.1-1



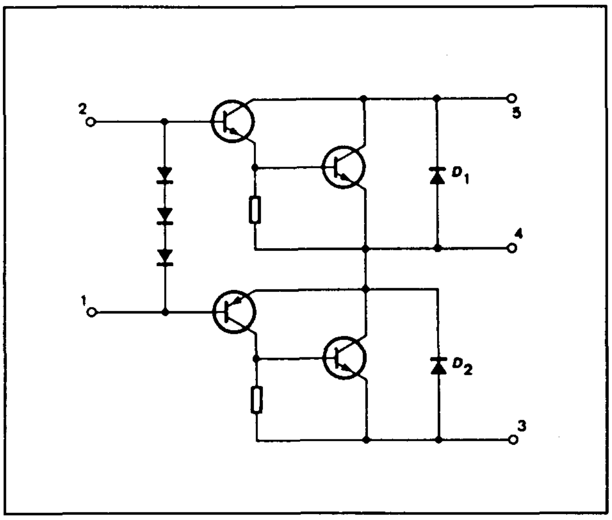
Figuur 14/8.1-1: Behuizing van de TDA 1410.

- intern blokschema: figuur 14/8.1-2
- collector-basis spanning: 50 V max.
- collector-emitter spanning: 36 V max.
- uitgangsstroom pen 4: 3 A max.
- totale dissipatie: 30 W

ICL 8063

driver voor eindtrappen

'Interface' tussen de uitgang van een operationele versterker en een complementaire eindtrap. Het IC bevat alle nodige elementen voor het instellen van een complementaire eindtrap, zoals bias, kortsluitbeveiliging en second breakdown protectie. De schakeling levert bovendien twee gestabiliseerde voedingsspanningen van +/−13 V voor het voeden van de operationele voor- en regelversterkers uit de symmetrische voeding van de eindtrap.
Het IC versterkt de maximale uitgangsspanning van +/−12 V van een operationele versterker tot +/−30 V, zodat afhankelijk van de eigenschappen van de complementaire transistoren vermogens tot meer dan 50 W mogelijk zijn.

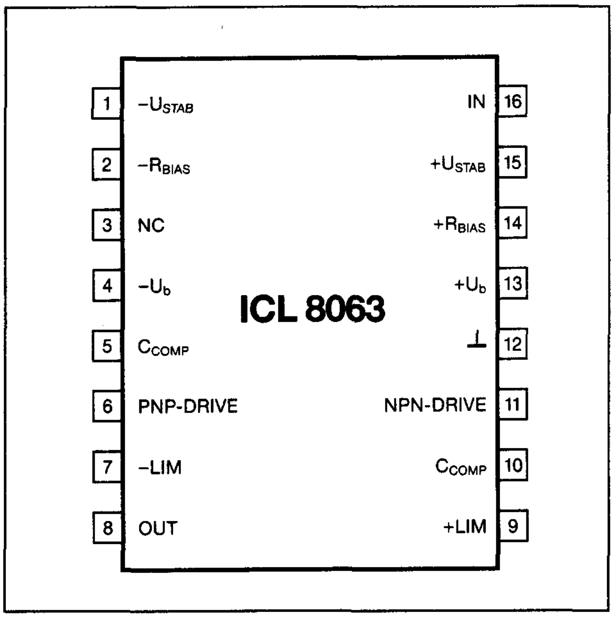


Figuur 14/8.1-2: Intern schema TDA 1410.

Technische gegevens

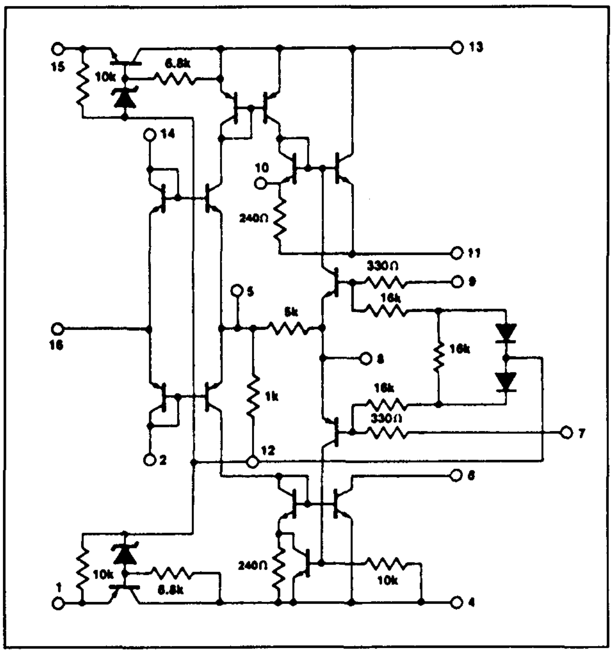
- fabrikant: Intersil
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 14/8.1-3

8.1 Typebeschrijving



Figuur 14/8.1-3: Aansluitgegevens ICL 8063.

- intern schema: figuur 14/8.1-4



Figuur 14/8.1-4: Intern schema ICL 8063.

- voedingsspanning: +/−35 V max.
  +/−5 V min.
- vermogen-dissipatie: 500 mW max.
- rust-stroom door eindtransistoren: 25 mA
- ingangsspanning: +/−30 V max.
- ingangsimpedantie: 400 kΩ
- spanningsversterking: 6, +/−2
- offset-spanning: 75 mV max.
- basis-stuurstroom eindtrap: 100 mA max.
- gestabiliseerde voeding: +/−13,7 V
- max. stroom gest. voeding: 10 mA
- slew-rate: 1 V/μs typisch
- Bode-diagram: figuur 14/8.1-5

Voorbeeld-schakelingen

- figuur 14/8.1-6:

Basis-schema van een eindversterker met 741 als stuurtrap en 2 N 3055 – 2 N 3789 als complementaire eindtrap. De schakeling kan +/−2 A leveren bij een maximale uitgangsspanning van +/−25 V, zodat vermogens tot 50 W mogelijk zijn. De totale ruststroom van de schakeling bedraagt slechts 30 mA. De versterker kan zonder stabiliteitsproblemen capacitieve belastingen van maximaal 1 nF sturen, zodat de schakeling ook bruikbaar is als lijn-driver voor coax-kabel.

- figuur 14/8.1-7:

Schema van een Hifi totaal-versterker met een 741 als omschakelbare voorversterker (RIAA/lineair) en een 741 als stuurtrap. Men zou de 741 kunnen vervangen door 3140 CMOS operationele versterkers voor betere specificaties. De versterker levert 50 V_{eff} aan een 8Ω luidspreker, met een vervorming van < 0,1 % bij 1 kHz en < 1 % bij 20 kHz.

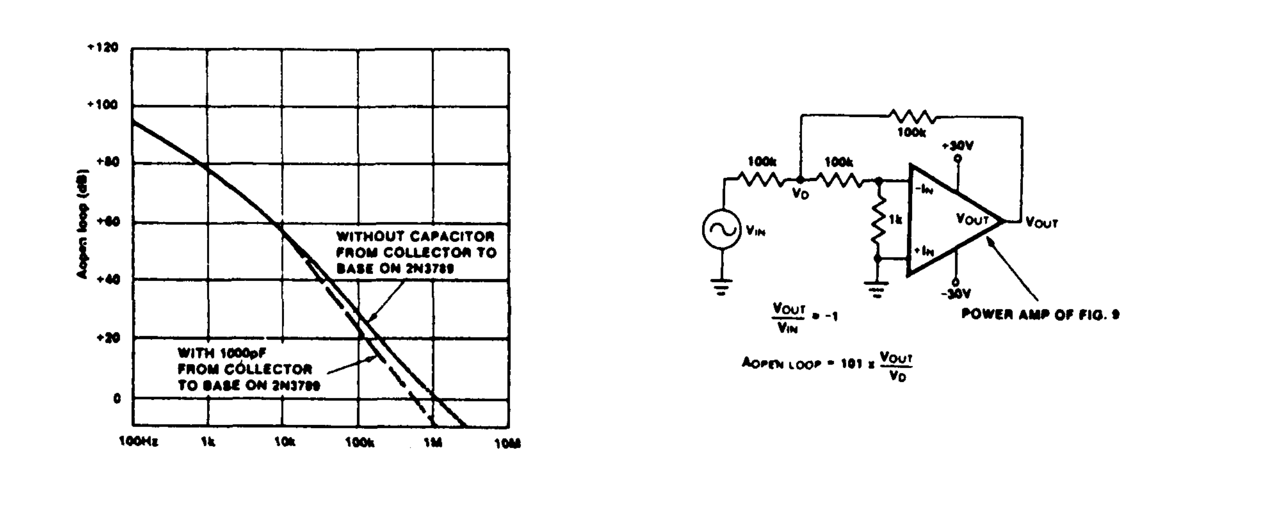
- figuur 14/8.1-8:

Functie-generator met een frequentie-bereik van 2 Hz tot 20 kHz voor het testen van luidsprekers en transducers. De uitgangsspanning is instelbaar tot 50 $V_{top\ tot\ top}$ over een belasting van minimaal 10Ω. De specificaties van deze schakeling verbeteren aanmerkelijk als men de 741 door een snellere op-amp vervangt, zoals de LF 356.

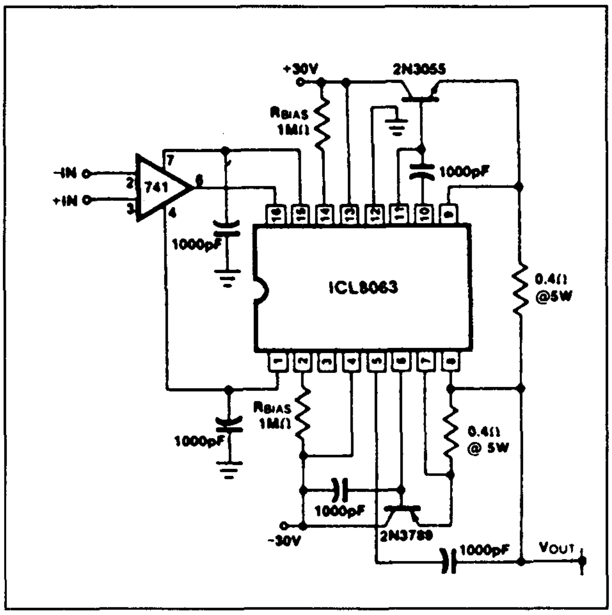
- figuur 14/8.1-9:

Motor-besturing met constante stroom. Spanning naar stroom omzetter stuurt een constante stroom door de motor, waarvan de grootte wordt bepaald door de ingangsspanning en de waarde van de terugkoppelweerstanden R_a en R_2.

8.1 Typebeschrijving



Figuur 14/8.1-5: Bode-diagram van de complete versterker.



Figuur 14/8.1-6: Basis-schema eindversterker met ICL 8063 en op-amp als voorversterker.

LM 391 – X

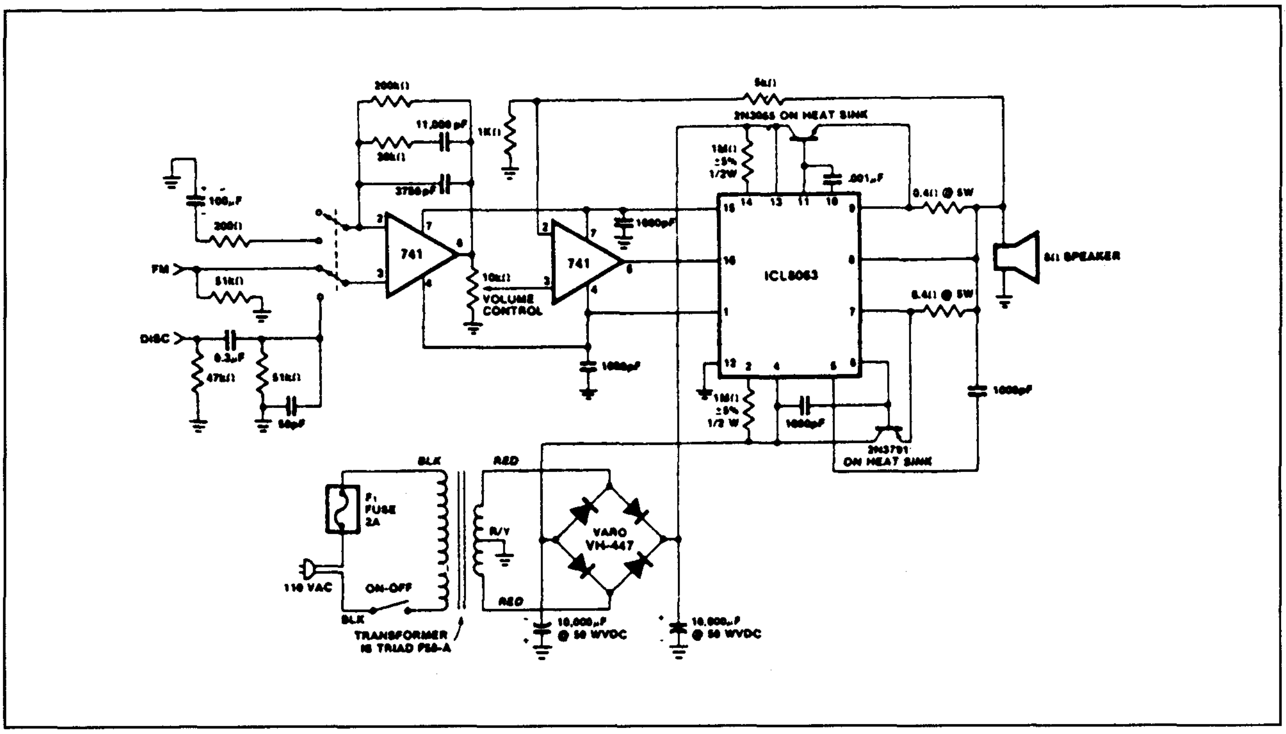
driver voor eindtrappen

Volledig geïntegreerde driver voor complementaire eindtrappen met transistoren in super-beta configuratie. Het IC heeft een differentiële ingang en interne voorzieningen tegen thermische overbelasting. Afhankelijk van de X in de code kan men voedingsspanningen tot +/−50 V aanleggen! Het IC heeft een 'SHUTDOWN'-ingang waarmee het mogelijk is de schakeling in een soort hoogimpedantie modus te zetten, een ideale voorziening voor het inbouwen van inschakelvertragingen.

Technische gegevens

- fabrikant: National Semiconductor
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 14/8.1-10
- intern schema: figuur 14/8.1-11
- max. voedingsspanning:
  LM 391 – 60: +/−30 V
  LM 391 – 80: +/−40 V
  LM 391 – 100: +/−50 V
- max. dissipatie: 1,39 W
- rust-stroom:
  LM 391 – 60: 10 mA
  LM 391 – 80: 8 mA
  LM 391 – 100: 6 mA
- ingangsspanning: U_b +/−5 V
- ingangsstroom: 1,0 μA
- ingangs-offset: 20 mV max.
- open lus versterking: 1000 min.
  5500 max.
- max. uitgangsspanning: U_b +/−5 V
- basis stuurstroom: +/−5 mA max.
- stroom uit pen 14 voor shut-down:
  0,5 mA min.
  1 mA max.

8.1 Typebeschrijving



Figuur 14/8.1-7: Volledige geluidsversterker met twee ingangen met frequentie-compensatie voor een 8Ω luidspreker.

- stuurspanning voor stroom-begrenzing: +/−0,65 V
- voeding-onderdrukking: 70 dB min.
- ruis: 3 μV typisch
- totale harmonische vervorming: figuur 14/8.1-12
- intermodulatie vervorming: 0,01 % typisch

Nadere gegevens

- basis-schema:
  Figuur 14/8.1-13 geeft het basis-schema van een complementaire eindversterker met de LM 391. De functie en dimensionering van de verschillende onderdelen:

  C_{IN}: ingangs koppel-condensator, bepaalt −3 dB punt voor de lage frequenties volgens: $f_L = 1/2 . PI . R_{IN} . C_{IN}$

  R_{IN}: bepaalt ingangs-impedantie versterker

  R_{f2}: terugkoppelweerstand, gelijk aan R_{IN} voor minimale offset

  R_{f1}: bepaalt, samen met R_{f2}, de totale versterking: $A = 1 + (R_{f2} / R_{f2})$

  C_f: zet de versterking voor DC op een, minimaliseert offset

  C_c: compensatie-condensator, bepaalt het bandbreedte/versterking-product, typische waarde 5 pF

  $R_{a.b}$: stelt de ruststroom door de eindtransistoren in, typische waarde 14 kΩ

  $C_{a.b}$: bypass condensator, typisch 100 nF

  C_R: verbetert onderdrukking voeding, gelijk aan R_c

  R_{eb}: verwijdert lading in basis van eindtrappen, typisch 100Ω

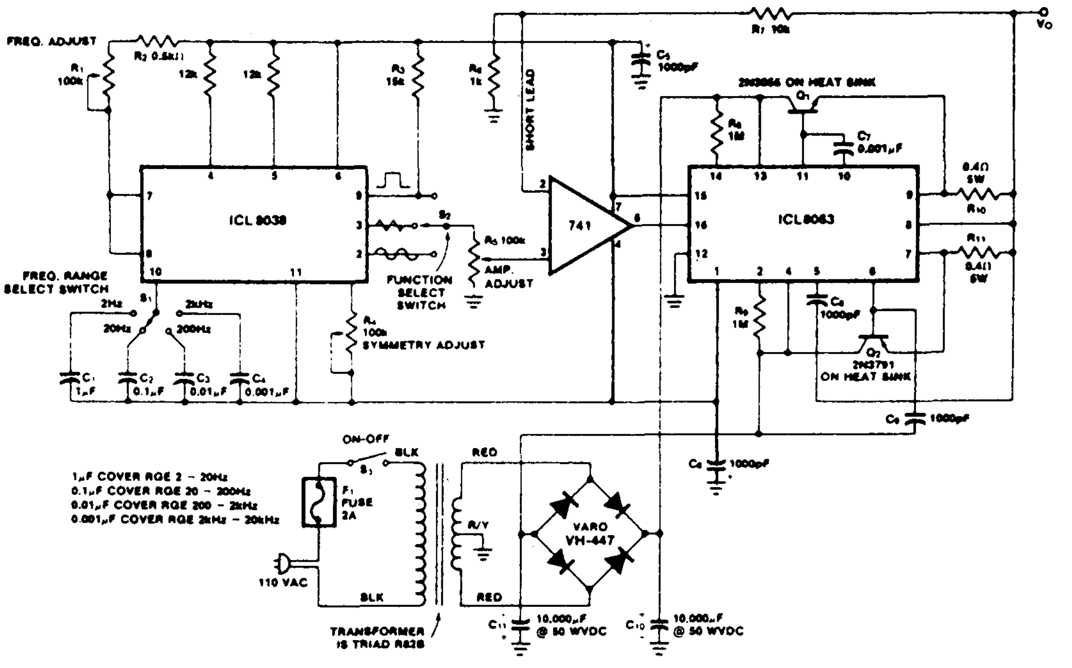
  R,C_o: uitgangs-compensatie, typisch 2,7Ω en 100 nF

  R_E: stabiliseert ruststroom, typisch 0,3Ω

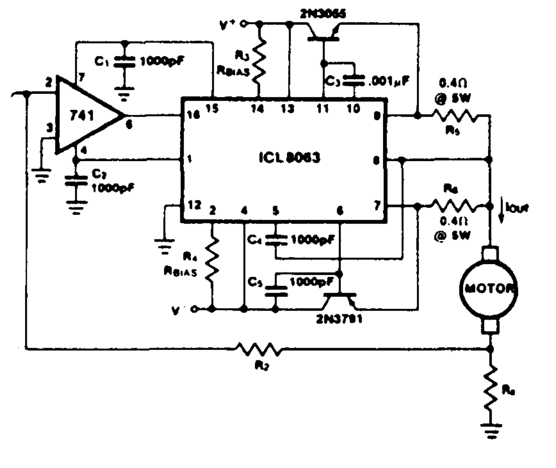
  R_{TH}: bepaalt stroom van SHUTDOWN-functie

- beveiligings-schakeling:
  Het IC heeft aansluitingen voor het sa-

8.1 Typebeschrijving

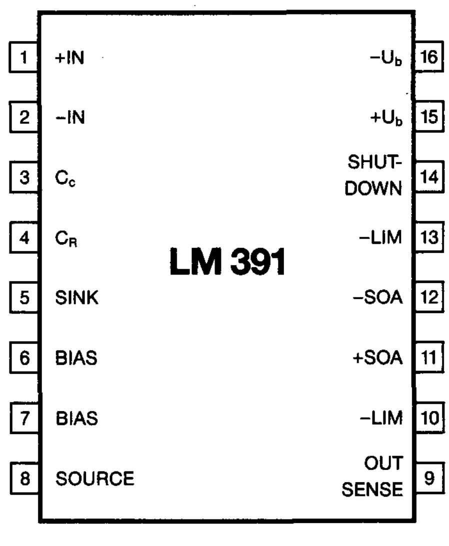


Figuur 14/8.1-8: Vermogen functie-generator voor het testen van luidsprekers en LF-resonatoren met een frequentie-bereik tot 20 kHz.



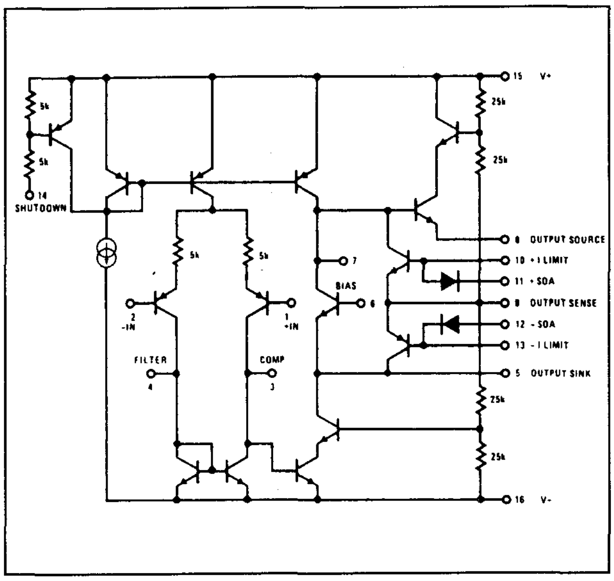
Figuur 14/8.1-9: ICL 8063 als motor-besturing met constante stroom.

menstellen van iedere gewenste beveiliging. Figuur 14/8.1-14 geeft een overzicht van de externe componenten voor diverse soorten beveiligings-schakelingen.

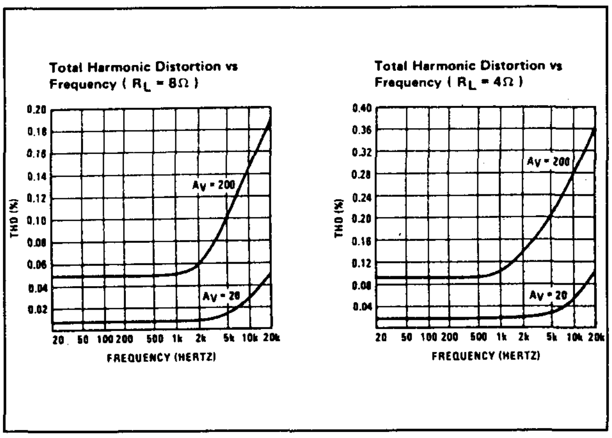


Figuur 14/8.1-10: Aansluitgegevens LM 391.

8.1 Typebeschrijving

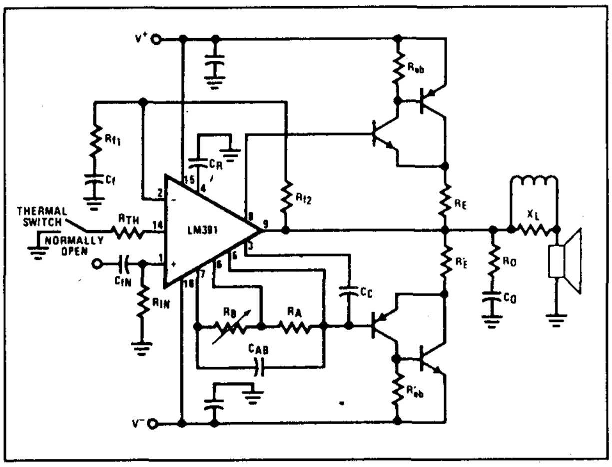


Figuur 14/8.1-11: Intern schema LM 391.



Figuur 14/8.1-12: Totale harmonische vervorming voor verschillende versterkingen en belastingen.

- inschakel-vertraging:
  De SHUTDOWN-ingang kan gebruikt worden voor het uitschakelen van de versterker bij oververhitting van de eindtrappen. Het volstaat pen 14 via een weerstand en de thermoschakelaars met de massa te verbinden. De minimale stroom voor shutdown bedraagt 0,5 mA. Men kan deze faciliteit echter ook gebruiken voor het opbouwen van een inschakelvertraging. Tussen pen 14 en de massa wordt een weerstand met een elco van ongeveer 22 μF in serie opgenomen.



Figuur 14/8.1-13: Basis-schema van een eindversterker met LM 391 als basis-besturing.

Voorbeeld-schakelingen

- figuur 14/8.1-15:

Eindversterker met 20 W aan 8Ω en met een inschakel-vertraging van 1 s. De gevoeligheid bedraagt 900 mV, het bereik is binnen 0,25 dB recht van 20 Hz tot 20 kHz.

- figuur 14/8.1-16:

Eindversterker met 60 W aan 4Ω of 40 W aan 8Ω.

LF 13006

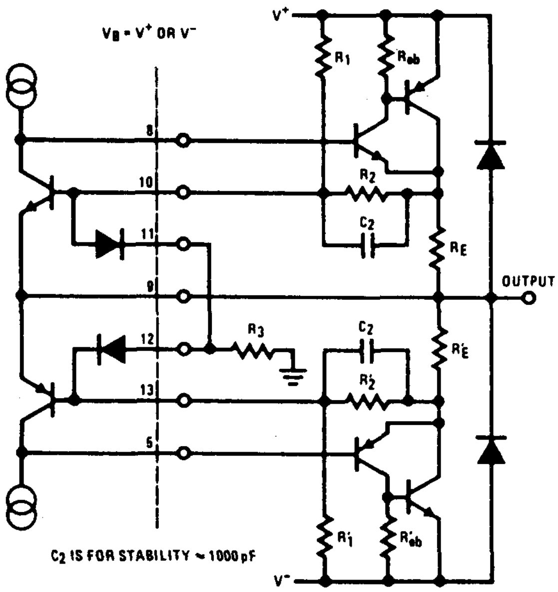
digitaal programmeerbare versterker

Dit IC bevat een aantal dunne film precisieweerstanden, een aantal elektronische schakelaars, een decoder en een tussengeheugen. De schakeling kan in de terugkoppeling van een gewone operationele versterker worden opgenomen. De versterking van de op-amp is instelbaar door een drie bit digitale code die op de data-ingangen van de 13006 wordt aangelegd. Het IC kan worden ingezet in digitaal gecontroleerde voorversterkers, toonregelingen, etc.

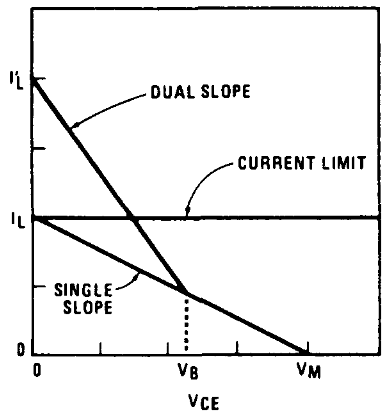
Technische gegevens

- fabrikant: National Semiconductor
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 14/8.1-17
- intern blokschema: figuur 14/8.1-18
- voedingsspanning: +/−18 V max.
- digitale ingangen: TTL-compatible

8.1 Typebeschrijving



Protection Circuitry with External Components



Protection Characteristics

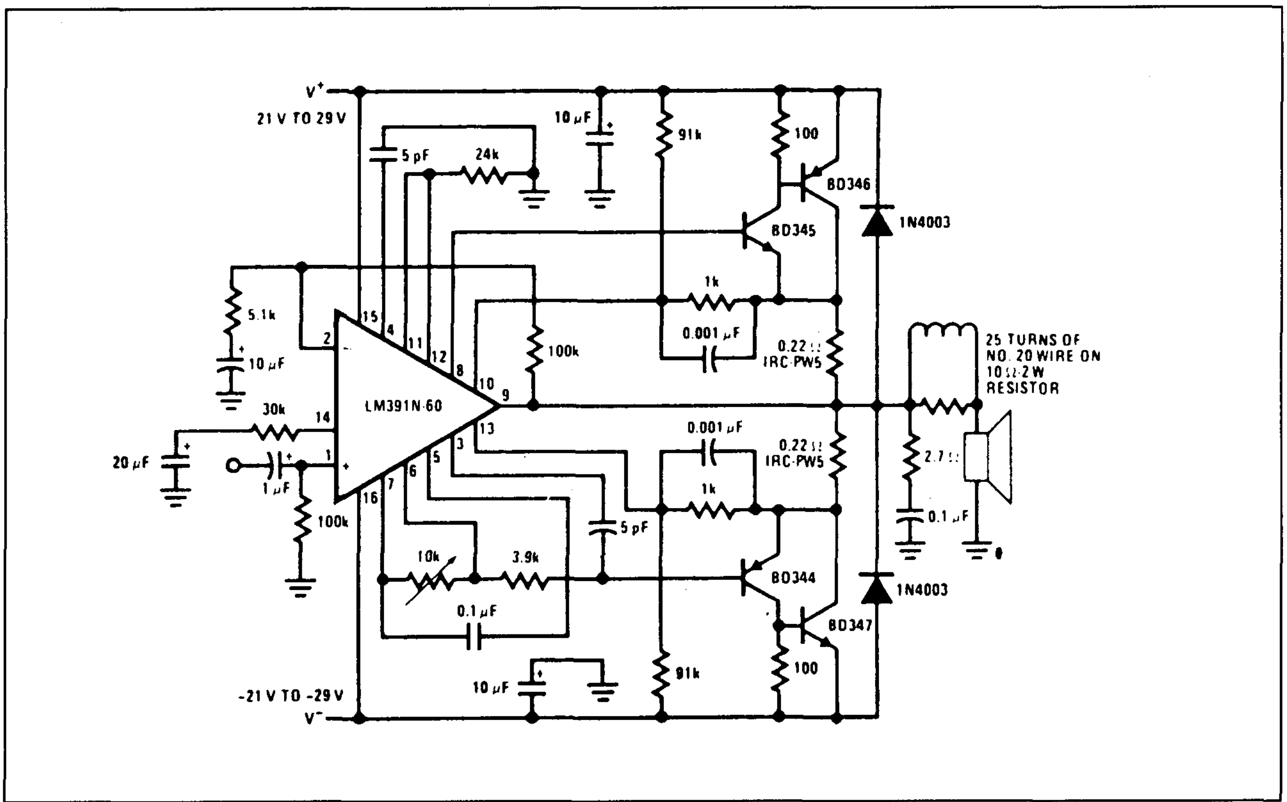
Protection Circuit Resistor Formulas ($V_B = V^+$)

Type of Protection	R_E, R'_E	R_1, R'_1	R_2, R'_2	R_3, R'_3
Current Limit	$R_E = \frac{\phi}{I_L}$	Not Required	Short	Not Required
Single Slope SOA Protection	$R_E = \frac{\phi}{I_L}$	$R_1 = R_2\left(\frac{V_M - \phi}{\phi}\right)$	1 kΩ	Not Required
Dual Slope SOA Protection ($V_B = V^+$)	$R_E = \frac{\phi}{I_L}$	$R_1 = R_2\left(\frac{V_M - \phi}{\phi}\right)$	1 kΩ	$R_3 = R_2\left[\frac{V^+}{I'_L R_E - \phi} - 1\right]$

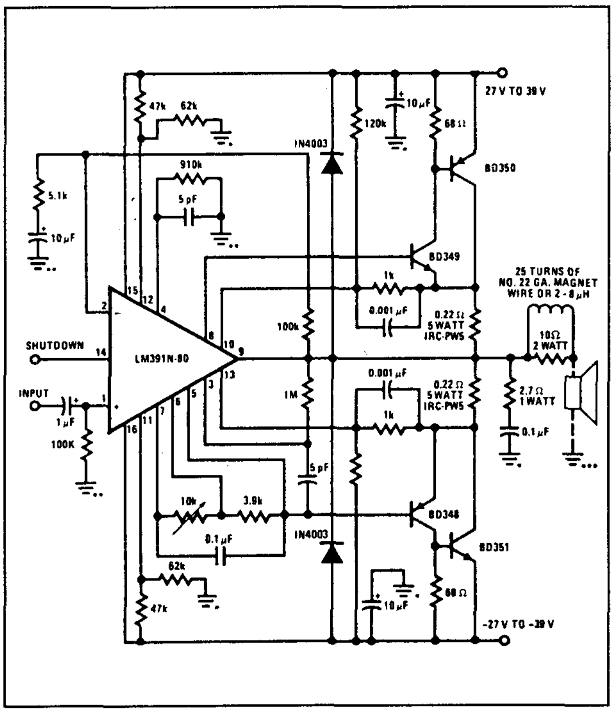
Note: ϕ is the current limit V_{BE} voltage, 650 mV. **Assumptions:** $V^+ >> \phi$, $V_M >> \phi$. V^+ is the load supply voltage. V_M is the maximum rated V_{CE} of the output transistors.

Figuur 14/8.1-14: Verschillende mogelijkheden van stroombegrenzing en protectie met de formules voor het berekenen van de onderdelen.

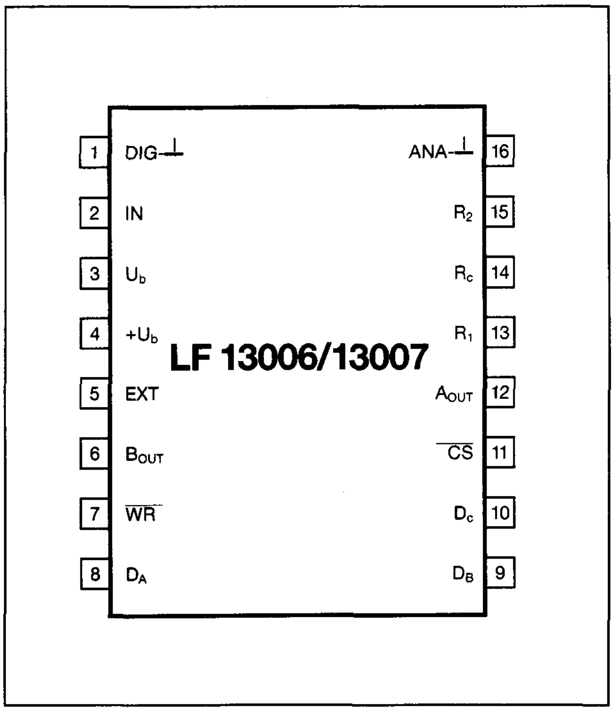
8.1 Typebeschrijving



Figuur 14/8.1-15: Eindversterker met een vermogen van 20 W en met automatische inschakel-vertraging.

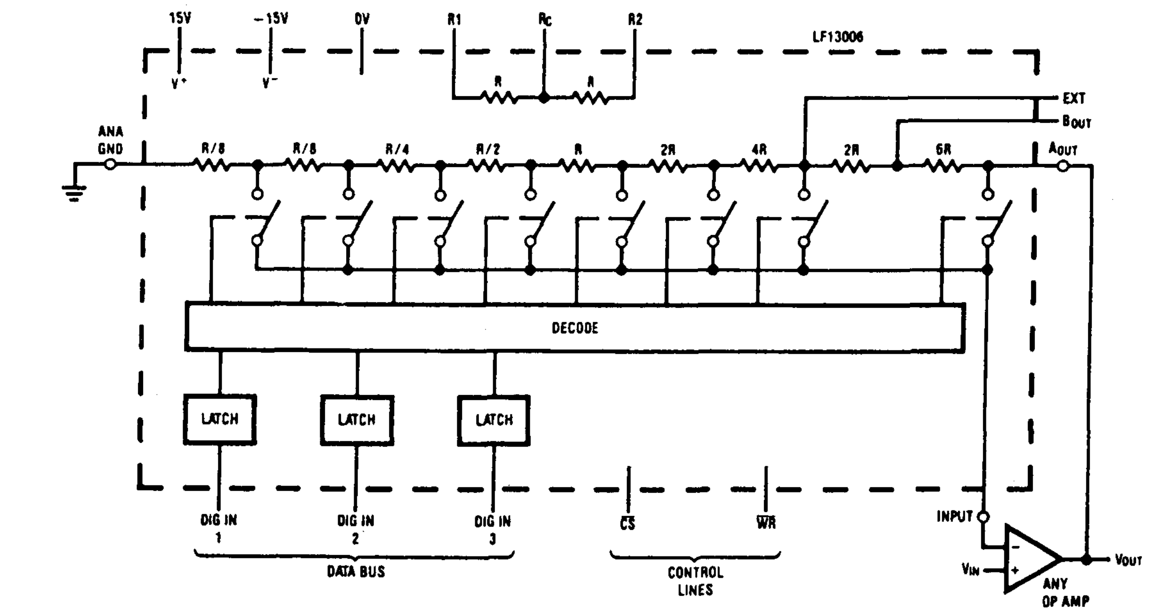


Figuur 14/8.1-16: 40 W versterker voor +/−39 V voeding.



Figuur 14/8.1-17: Aansluitgegevens LF 13006/7.

8.1 Typebeschrijving

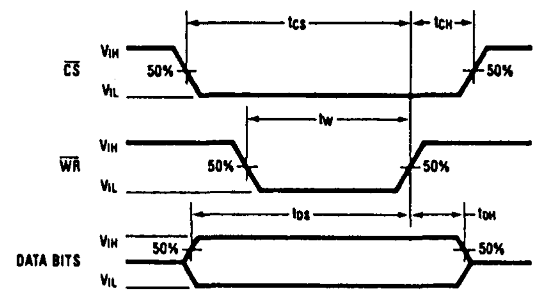


Figuur 14/8.1-18: Intern blokschema van de LF 13006.

- analoge ingang: U_b +/−2 V
- versterking op uitgangen A en B:

code	A	B
0 0 0 →	1	1
0 0 1 →	2	1,25
0 1 0 →	4	2,5
0 1 1 →	8	5
1 0 0 →	16	10
1 0 1 →	32	20
1 1 0 →	64	40
1 1 1 →	128	80

- fout op versterking: 0,5% max.
- temp. coëf. verst.: 0,001 %/° C
- waarheids-tabel logica: figuur 14/8.1-19
- omschakel-tijd: 200 ns max.



Figuur 14/8.1-19: Timing-diagramma digitale besturing.

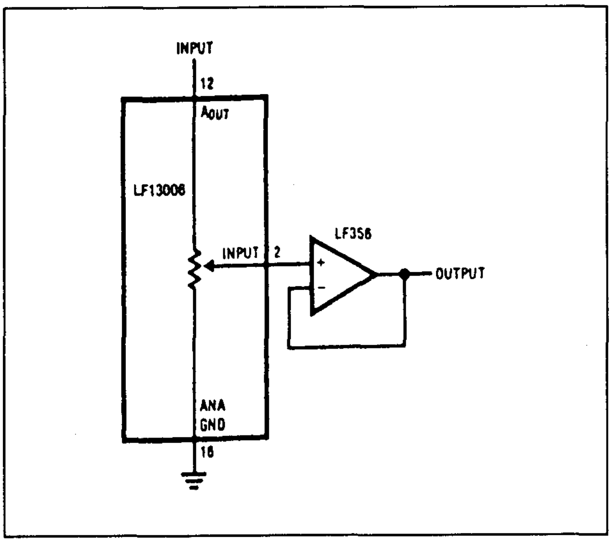
Voorbeeld-schakelingen

– figuur 14/8.1-20:
Digitale verzwakker met een bereik van 0 tot −42 dB in 6 dB stappen.

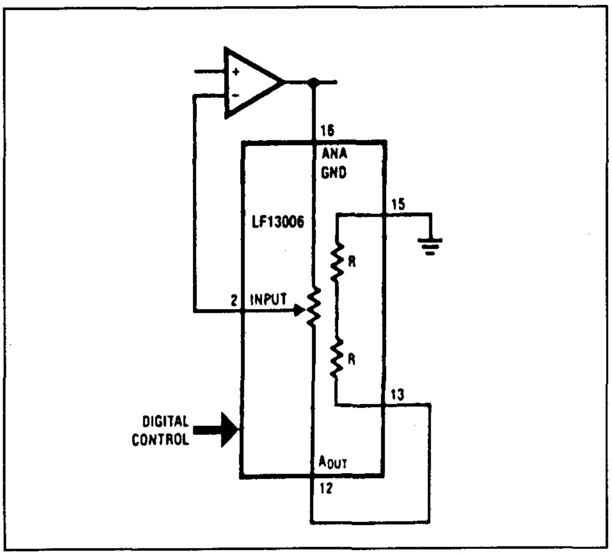
– figuur 14/8.1-21:
Basis-schakeling van inverterende versterker met digitaal instelbare versterkings-factor.

– figuur 14/8.1-22:
Instelbare verschil-versterker, waarbij de versterking van de schakeling gelijk is aan deze met de digitale code ingestelde factor − 1. Beide IC's moeten door identieke binaire code's gestuurd worden.

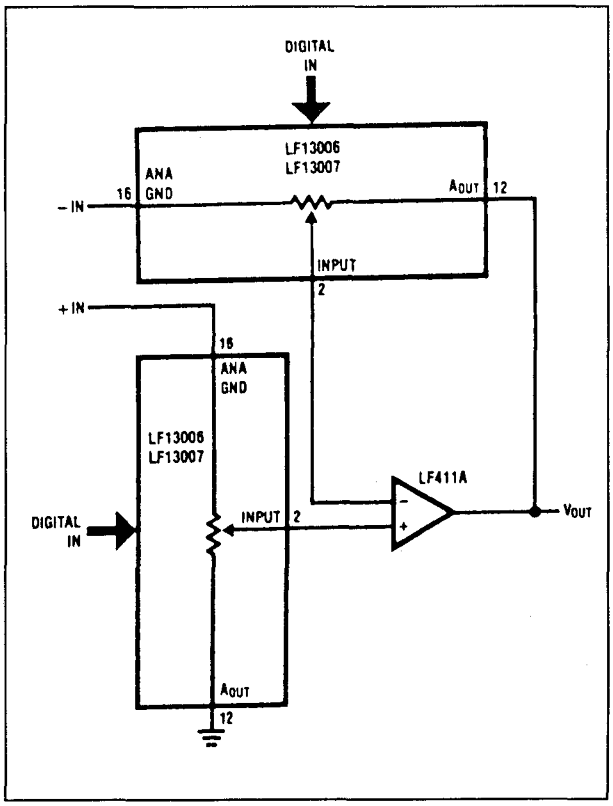
8.1 Typebeschrijving



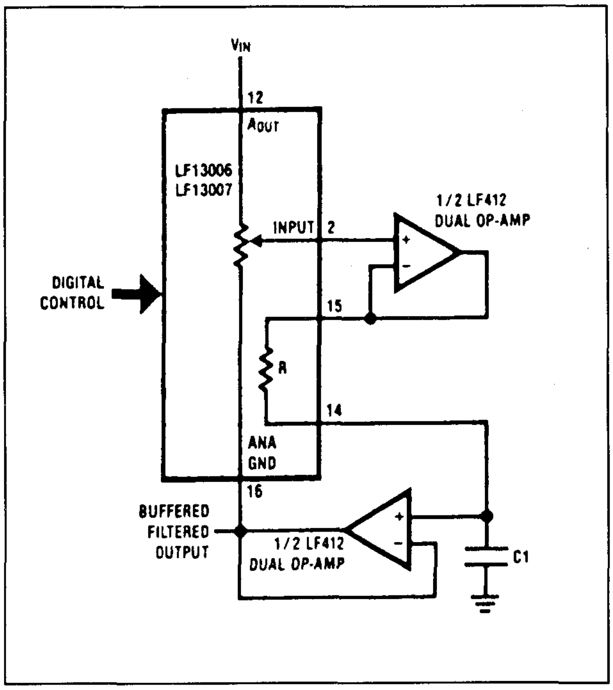
Figuur 14/8.1-20: LF 13006 als digitaal programmeerbare verzwakker.



Figuur 14/8.1-21: LF 13006 als inverterende versterker met programmeerbare versterkings-factor.



Figuur 14/8.1-22: Digitaal programmeerbare verschilversterker.



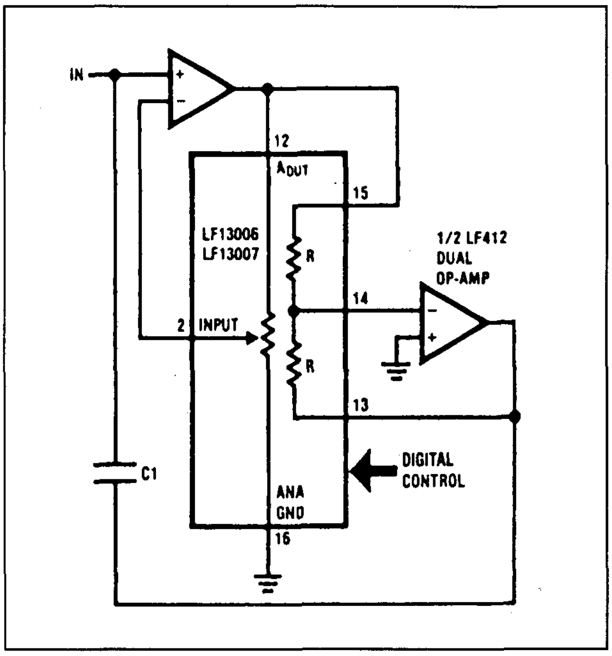
Figuur 14/8.1-23: Digitaal programmeerbare RC-tijdconstante.

– figuur 14/8.1-23:
Schakeling voor het digitaal instellen van een tijdconstante, bijvoorbeeld bruikbaar voor het samenstellen van digitaal gecontroleerde filters. De tijdconstante is gelijk aan:

$$\tau = (R \,.\, C_1) / N$$

waarin N de versterking van de 13006;
R de serie-weerstand van de RC-kring.

8.1 Typebeschrijving



Figuur 14/8.1-24: Digitaal programmeerbare capaciteit.

- figuur 14/8.1-24:

Digitaal instelbare condensator, waarbij de effectieve capaciteits-waarde wordt gegeven door:

$C_{effectief} = C_1 . N$

LF 13007

digitaal programmeerbare versterker

Volledig identiek aan de LF 13006, met dit verschil dat het intern weerstands-netwerk is berekend voor een versterkingsinstelling volgens de algemeen gebruikelijke verzwakkingsfactoren 1/2/5.

Technische gegevens

- fabrikant: National Semiconductor
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 14/8.1-17
- versterking op uitgangen A en B:

0 0 0→	1	1
0 0 1→	1,25	1
0 1 0→	2	1,6
0 1 1→	5	4
1 0 0→	10	8
1 0 1→	20	16
1 1 0→	50	40
1 1 1→	100	80

Voor de overige gegevens en toepassingsvoorbeelden wordt verwezen naar de LF 13006.

LMC 835

digitaal programmeerbare equaliser

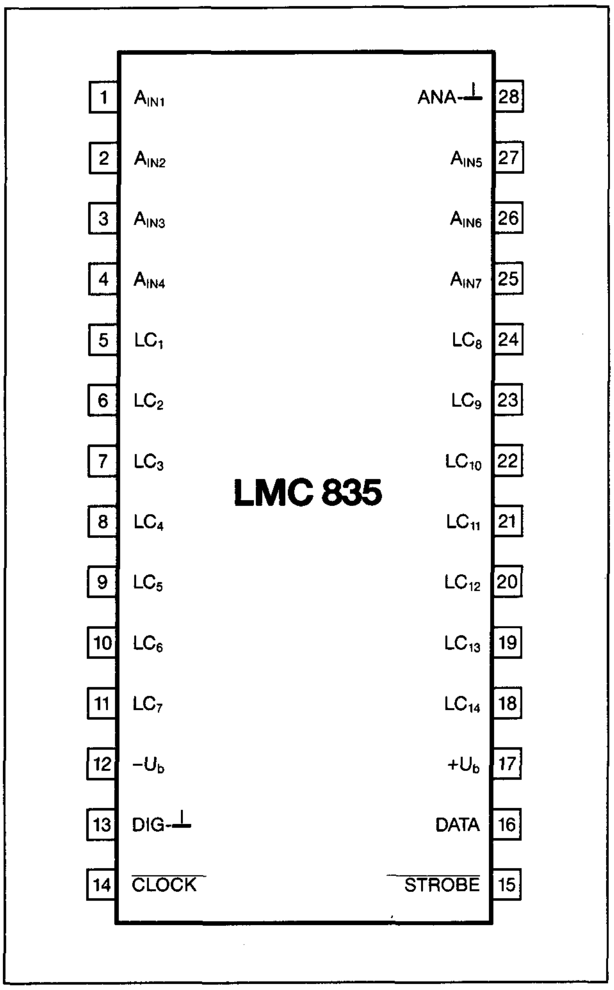
Het IC wordt bestuurd door middel van twee 8 bit lange binaire woorden, waarvan het eerste de frequentie-band selecteert en het tweede de versterking/verzwakking van deze band instelt. De binaire woorden worden in het IC gedecodeerd en opgeslagen in 14 tussen-geheugens. Deze geheugens besturen ieder 12 elektronische schakelaars, die dunne film weerstanden in de terugkoppeling van de externe banddoorlaat-filters schakelen en de versterking of verzwakking van de afzonderlijke kanalen van de equaliser instellen.

Het IC beschikt over 2 x 7 kanalen met een regelbereik van 25 stappen per kanaal die een digitaal instelbaar bereik van +/−12 of +/−6 dB overlappen.

Technische gegevens

- fabrikant: National Semiconductor
- behuizing: DIL-28
- aansluitgegevens: figuur 14/8.1-25
- intern blokschema: figuur 14/8.1-26
- voedingsspanning: +/−7,5 V max.
- analoge gegevens
  - analoge ingangsspanning: +/−U_b max.
  - afwijking van de digitaal gecodeerde versterking:
    +/−12 dB bereik, lineaire code: 0,5 dB
    +/−12 dB bereik, +/−9 dB code: 1,3 dB max.
    +/−6 dB bereik, lineaire code: 1 dB max
  - harmonische vervorming:
    lineaire code, 4 V_{eff} in: 0,0015%
    +/−12 dB code, 4 V_{eff} in: 0,5%
  - uitgangsspanning: 5 V_{eff} max.
  - signaal/ruis verhouding: 116 dB
- digitale gegevens
  - 'H'-niveau: 2,5 V min.
  - 'L'-niveau: 0,4 V max.

8.1 Typebeschrijving



Figuur 14/8.1-25: Aansluitgegevens LMC 835.

- max. spanning: $+U_b$
- klok-frequentie: 500 kHz max.
- pulsbreedte: 1 μs min.
- ingangsstroom: 1 μA max.
- instel-tijd: 1 μs max.

Nadere gegevens

- digitale programmering:
  Het IC heeft slechts drie digitale ingangen: een klok, een data en een strobe. De kanaal- en versterking-data worden op het ritme van de klok ingelezen als twee acht bit lange seriële woorden. Een strobe-puls sluit ieder woord af. De tijd-relatie tussen deze pulsen volgt uit figuur 14/8.1-27. Het eerste woord selecteert de band en stelt de band-karakteristieken in. Figuur 14/8.1-28 geeft een overzicht van de samenstelling van het eerste woord. Het tweede woord stelt de versterking of verzwakking in van de band die met het eerste woord werd geprogrammeerd. Figuur 14/8.1-29 geeft een overzicht van de samenstelling van het tweede woord. De dB-waarden gelden als het bereik met het eerste woord op +/−12 dB werd ingesteld. Voor +/−6 dB moeten de waarden door 2 gedeeld worden.
- woord-generator:
  De seriële data kunnen door een μP geleverd worden. Het is echter ook mogelijk de data parallel in te lezen door de drie binaire ingangen te sturen uit de woordgenerator van figuur 14/8.1-30. Een positieve puls op de START zet de parallel op D0 tot en met D7 ingestelde data om in een serieel woord en levert de klok-, data- en strobe-pulsen voor het IC.

Voorbeeld-schakelingen

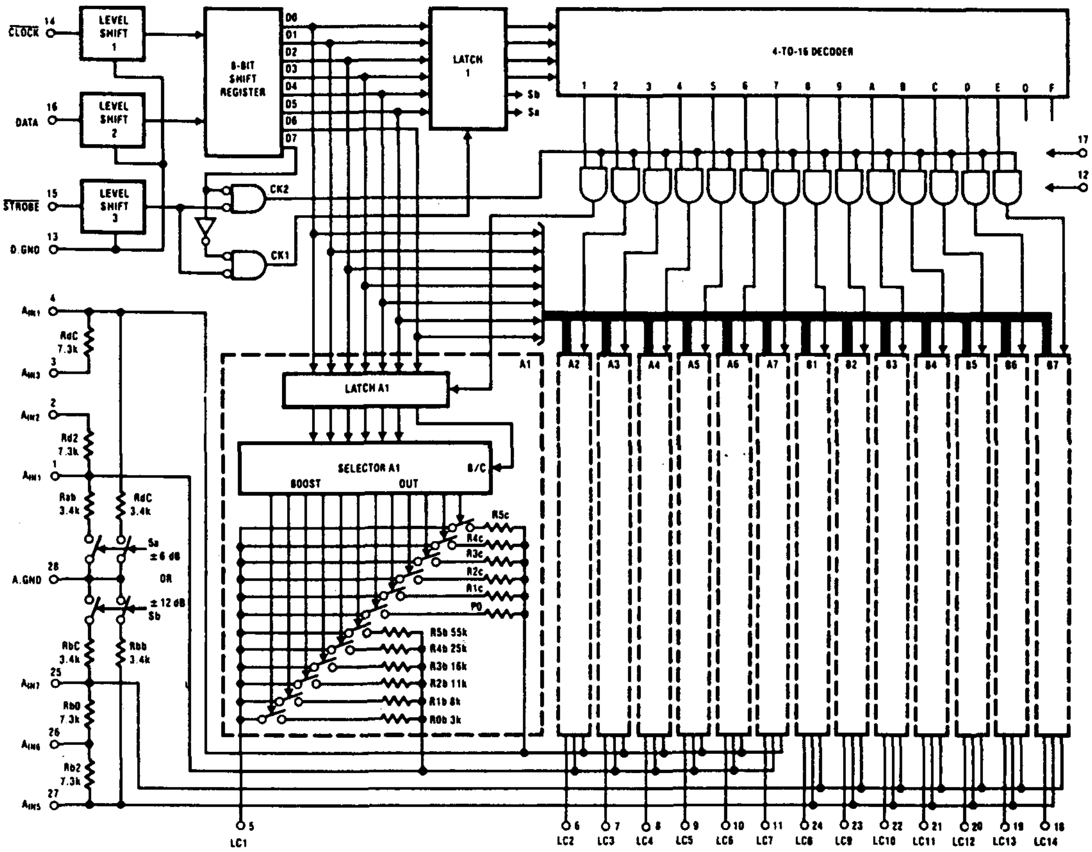
– figuur 14/8.1-31:

Standaard-schema van een stereo-equaliser met 2 x 7 banden. De in het IC aanwezige elektronische schakelaars zijn van het CMOS-type en hebben een kleine lekstroom van ongeveer 50 nA. Deze stromen kunnen condensatoren in de filter-schakelingen opladen, waardoor bij het instellen van een nieuwe code spikes kunnen ontstaan, die hoorbaar zijn. Vandaar dat het wordt aanbevolen lekweerstanden van 100 kΩ te schakelen tussen de pennen 5 – 11 en pen 3 en tussen de pennen 18 – 24 en pen 26. Deze zijn echter alleen noodzakelijk als de toegepaste resonantie-kringen een capacitieve ingang hebben. De inhoud van de met Z_1 benoemde blokjes is afhankelijk van de eigenschappen die men aan de equaliser wil geven. Figuur 14/8.1-32 geeft de invulling voor de voorbeeld-schakeling van figuur 14/8.1-31 en de componenten-waarden voor de frequentie-banden 63 Hz, 160 Hz, 400 Hz, 1 kHz, 2,5 kHz, 6,3 kHz en 16 kHz.

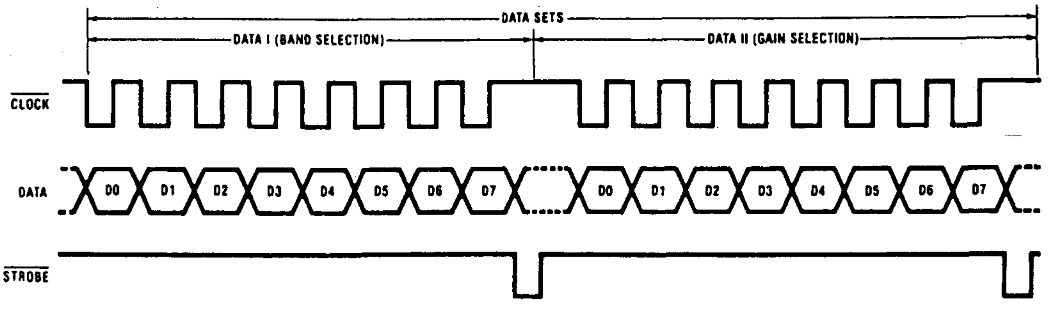
– figuur 14/8.1-33:

Monofone 12 band equaliser, waarbij ge-

8.1 Typebeschrijving



Figuur 14/8.1-26: Intern blokschema van de LMC 835.



Figuur 14/8.1-27: Tijd-relatie tussen de klok, de seriële data-bits en de strobe.

8.1 Typebeschrijving

D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	(Ch A: Band 1 ~ 7, Ch B: Band 8 ~ 14)
H	X	L	L	L	L	L	L	Ch A ± 12 dB Range, Ch B ± 12 dB Range, No Band Selection
H	X	L	L	L	L	L	H	Ch A ± 12 dB Range, Ch B ± 12 dB Range, Band 1
H	X	L	L	L	L	H	L	Ch A ± 12 dB Range, Ch B ± 12 dB Range, Band 2
H	X	L	L	L	L	H	H	Ch A ± 12 dB Range, Ch B ± 12 dB Range, Band 3
H	X	L	L	L	H	L	L	Ch A ± 12 dB Range, Ch B ± 12 dB Range, Band 4
H	X	L	L	L	H	L	H	Ch A ± 12 dB Range, Ch B ± 12 dB Range, Band 5
H	X	L	L	L	H	H	L	Ch A ± 12 dB Range, Ch B ± 12 dB Range, Band 6
H	X	L	L	L	H	H	H	Ch A ± 12 dB Range, Ch B ± 12 dB Range, Band 7
H	X	L	L	H	L	L	L	Ch A ± 12 dB Range, Ch B ± 12 dB Range, Band 8
H	X	L	L	H	L	L	H	Ch A ± 12 dB Range, Ch B ± 12 dB Range, Band 9
H	X	L	L	H	L	H	L	Ch A ± 12 dB Range, Ch B ± 12 dB Range, Band 10
H	X	L	L	H	L	H	H	Ch A ± 12 dB Range, Ch B ± 12 dB Range, Band 11
H	X	L	L	H	H	L	L	Ch A ± 12 dB Range, Ch B ± 12 dB Range, Band 12
H	X	L	L	H	H	L	H	Ch A ± 12 dB Range, Ch B ± 12 dB Range, Band 13
H	X	L	L	H	H	H	L	Ch A ± 12 dB Range, Ch B ± 12 dB Range, Band 14
H	X	L	L	H	H	H	H	Ch A ± 12 dB Range, Ch B ± 12 dB Range, No Band Selection
H	X	L	H	Valid Binary Input				Ch A ± 12 dB Range, Ch B ± 6 dB Range, Band 1 ~ 14
H	X	H	L	Valid Binary Input				Ch A ± 6 dB Range, Ch B ± 12 dB Range, Band 1 ~ 14
H	X	H	H	Valid Binary Input				Ch A ± 6 dB Range, Ch B ± 6 dB Range, Band 1 ~ 14
↑ ①	↑ ②	↑ ③	↑ ④	← Band Code →				

① DATA 1

② Don't Care

③ Ch A ±6 dB/±12 dB Range

④ Ch B ±6 dB/±12 dB Range

Figuur 14/8.1-28: De samenstelling van het eerste datawoord bepaalt welk kanaal zal worden geprogrammeerd door het tweede woord en welke eigenschappen dit kanaal zal hebben.

DATA II (Gain Selection)

	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
Flat	L	X	L	L	L	L	L	L
1 dB Boost	L	H	H	L	L	L	L	L
2 dB Boost	L	H	L	H	L	L	L	L
3 dB Boost	L	H	L	L	H	L	L	L
4 dB Boost	L	H	L	L	L	H	L	L
5 dB Boost	L	H	L	L	L	L	H	L
6 dB Boost	L	H	L	H	L	L	H	L
7 dB Boost	L	H	H	L	H	L	H	L
8 dB Boost	L	H	L	H	L	H	H	L
9 dB Boost	L	H	L	L	L	L	L	H
10 dB Boost	L	H	H	L	H	L	L	H
11 dB Boost	L	H	H	L	H	H	L	H
12 dB Boost	L	H	H	L	H	H	H	H
1 dB ~ 12 dB Cut	L	L	Valid Above Input					
	↑ ⑤	↑ ⑥	← Gain Code →					

⑤ DATA II

⑥ Boost/Cut

Figuur 14/8.1-29: Samenstelling van het tweede woord, dat de verzwakking of versterking van het kanaal bepaalt.

bruik wordt gemaakt van de resonatoren van figuur 14/8.1-32. De waarde van de componenten volgt uit figuur 14/8.1-34.

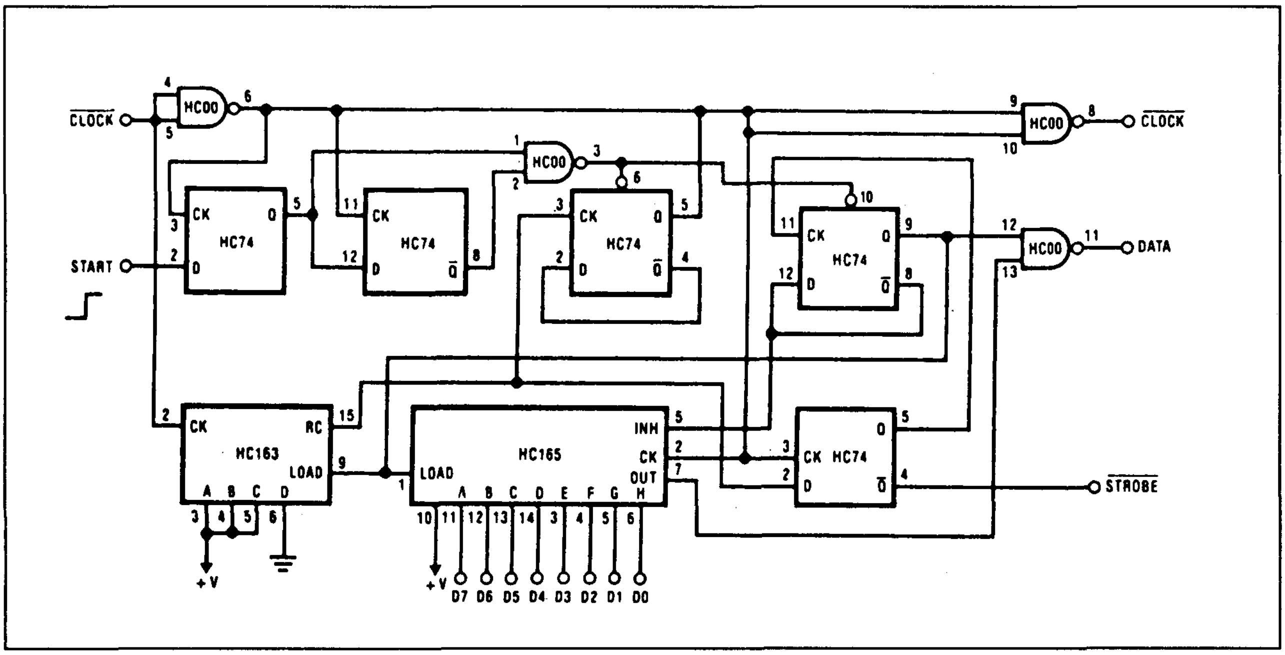
– figuur 14/8.1-35:

Basis-schema van een digitaal programmeerbare stereo voorversterker met een bereik van −30 tot +30 dB.

– figuur 14/8.1-36:

Stereo bron-selector met 2 x 7 ingangen en 2 x 1 uitgangen. Vanwege de genoemde spikes die ontstaan door de lekstromen van de elektronische schakelaars moet men de ingangs-niveau's eerst tot een waarde van ongeveer 1 V_{eff} opvoeren alvorens deze aan de LMC 835 aan te bieden. De versterking van iedere ingang is digitaal programmeerbaar tussen −17 en +14 dB.

8.1 Typebeschrijving



Figuur 14/8.1-30: Schakeling van een woord-generator, die parallele informatie omzet in klok-, data- en strobe-signalen.

TDA 1001

ruis- en spike-onderdrukker

Met dit IC kan men ruis-, interferentie- en spike-signalen in mono of stereo FM-ontvangers onderdrukken. Het IC bevat actieve laag- en hoogdoorlaatfilters, een interferentie-detector met instelbare drempel, een ruis-detector aangepast aan FM-demodulatoren van het ratio- of quadrature-type, een puls-generator die de onderdrukker-puls genereert, een 19 kHz filter en spannings-stabilisator.

Technische gegevens

- fabrikant: Philips
- behuizing: DIL-16
- aansluitgegevens: figuur 14/8.1-37
- intern blokschema: figuur 14/8.1-38
- voedingsspanning: +18 V max.
- ingangs-trap
  - ingangs-impedantie: 45 kΩ
  - ingangsstroom: 15 μA
  - instel-spanning: 4,5 V_{DC}
  - uitgangs-impedantie: 5,6 kΩ
- laagdoorlaatfilter
  - ingangs-impedantie: 10 MΩ
  - spannings-versterking: 1,1
  - −3 dB punt: 70 kHz
  - uitgangs-impedantie: 5Ω
- hoogdoorfilter
  - ingangs-impedantie: 10Ω
  - spannings-versterking: 1,4
  - uitgangs-impedantie: 5Ω
- interferentie-detectoren
  - ingangs-impedantie: 2,5 kΩ
  - drempel-spanning: 40 mV
- uitgangs-trap
  - uitgangs-impedantie: 6 kΩ
  - interferentie-onderdrukking: 30 dB
- grafische voorstelling werking
  Figuur 14/8.1-39 geeft de tijd-relatie tussen een stoor-puls op de ingang, de onderdrukkings-puls en de spanning op de uitgang van het IC.

Voorbeeld-schakeling

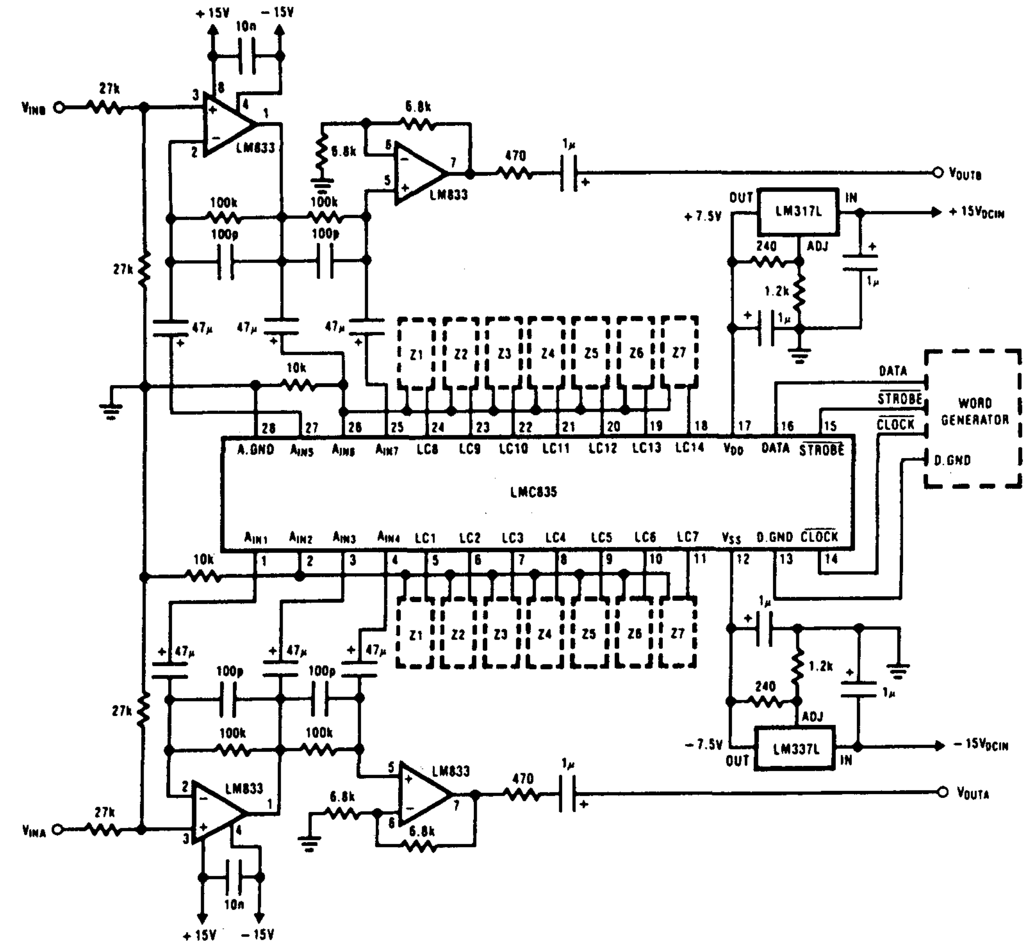
Figuur 14/8.1-40 geeft het standaard-schema van de TDA 1001. De drempels van de onderdrukking kunnen worden ingesteld door de waarde van de weerstand R13:

$$V_{1(tr)} = (1 + R_{13}/R_s) \,.\, V_{1\,(tro)}$$

met $R_s = 2$ kΩ

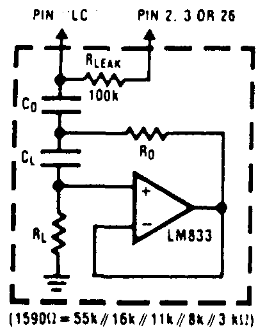
De lengte van de onderdrukkings-puls is afhankelijk van de waarde van R_{11} en C_{11}.

8.1 Typebeschrijving



Figuur 14/8.1-31: Schema van een stereo equaliser met 2 x 7 frequentie-banden.

			$Q_0 = 3.5$, $Q_{12dB} = 1.05$		
Z1	f_o (Hz)	C_O (F)	C_L (F)	R_L (Ω)	R_O (Ω)
Z1	63	1μ	0.1μ	100k	680
Z2	160	0.47μ	0.033μ	100k	680
Z3	400	0.15μ	0.015μ	100k	680
Z4	1k	0.068μ	0.0068μ	82k	680
Z5	2.5k	0.022μ	0.0033μ	82k	680
Z6	6.3k	0.01μ	0.0015μ	62k	680
Z7	16k	0.0047μ	680p	47k	680



$L_O = C_L R_L R_O$

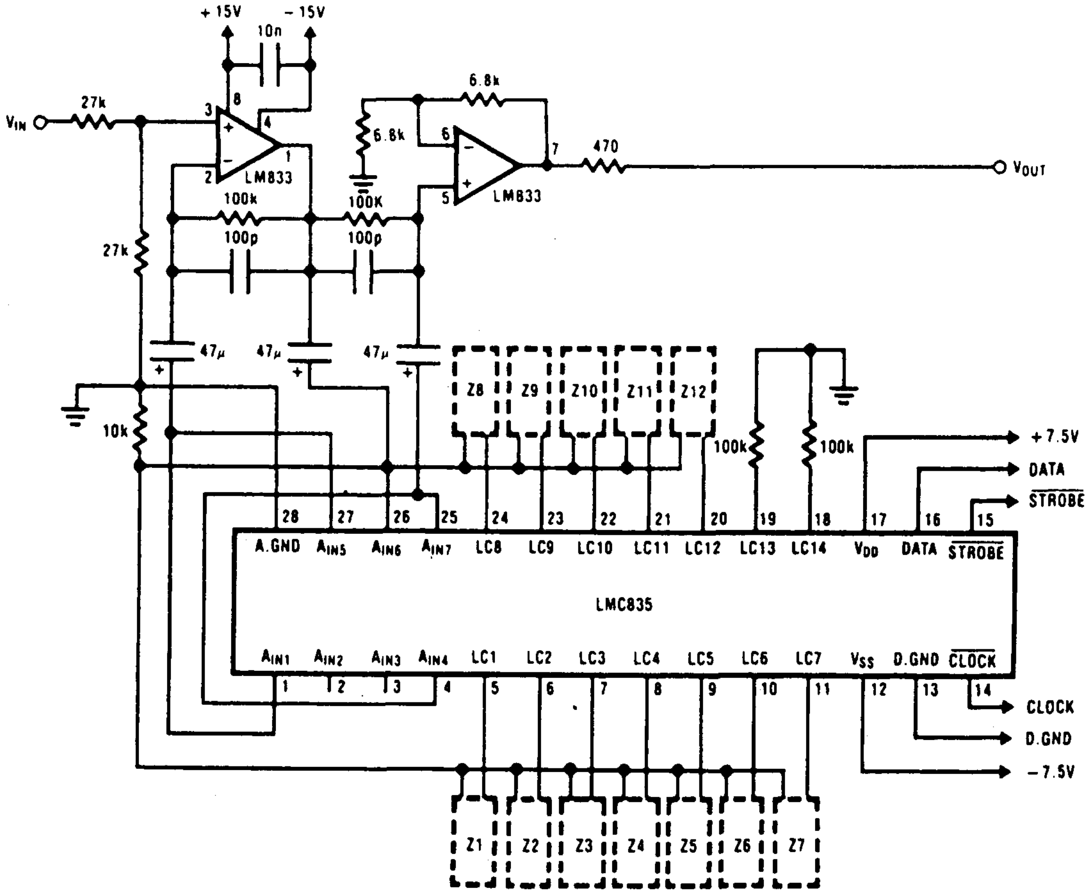
$f_O = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_O C_O}}$

$Q_O = \sqrt{\frac{L_O}{C_O R_O^2}}$

$Q_{12\,dB} = \frac{R_O Q_O}{R_O + 1590}$

Figuur 14/8.1-32: Schema en onderdelen-waarden van de resonatoren die de band-frequenties definiëren.

8.1 Typebeschrijving

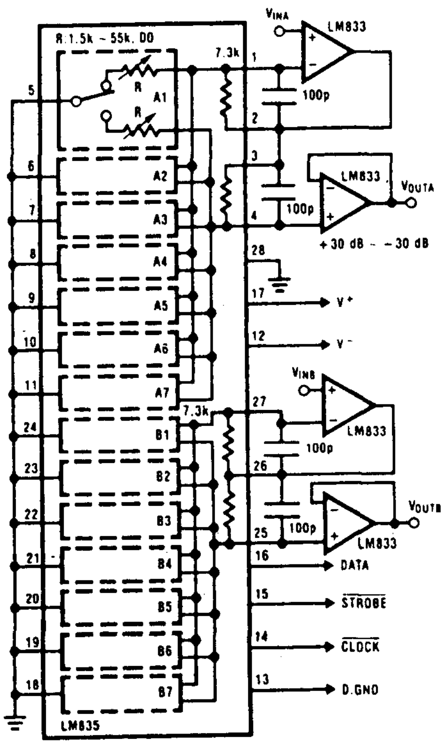


Figuur 14/8.1-33: Schema van een mono-equaliser met 12 banden.

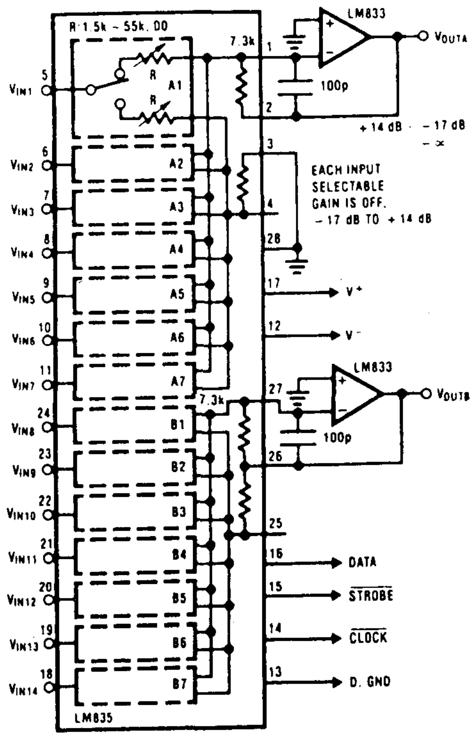
8.1 Typebeschrijving

$Q_0 = 4.7, Q_{12\,dB} = 1.4$					
	f_o (Hz)	C_o (F)	C_L (F)	R_L (Ω)	R_o (Ω)
Z1	16	3.3µ	0.47µ	100k	680
Z2	31.5	15µ	0.22µ	110k	680
Z3	63	1µ	0.1µ	100k	680
Z4	125	0.39µ	0.068µ	91k	680
Z5	250	0.22µ	0.033µ	82k	680
Z6	500	0.1µ	0.015µ	100k	680
Z7	1k	0.047µ	0.01µ	82k	680
Z8	2k	0.022µ	0.0047µ	91k	680
Z9	4k	0.01µ	0.0022µ	110k	680
Z10	8k	0.0068µ	0.001µ	82k	680
Z11	16k	0.0033µ	680p	62k	680
Z12	32k	0.0015µ	470p	68k	510

Figuur 14/8.1-34: Waarde van de onderdelen voor de resonator van figuur 14/8.1-32 bij samenstelling van een 1 x 12 kanaals equaliser.

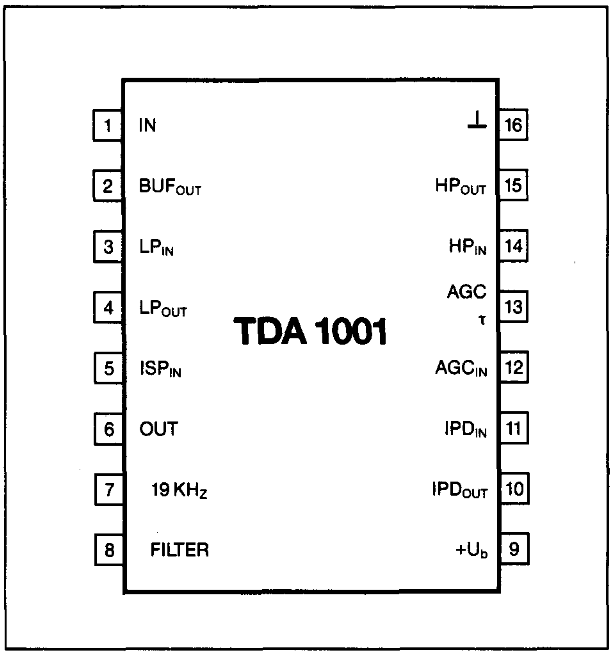


Figuur 14/8.1-35: LMC 835 als digitaal programmeerbare stereo voorversterker.

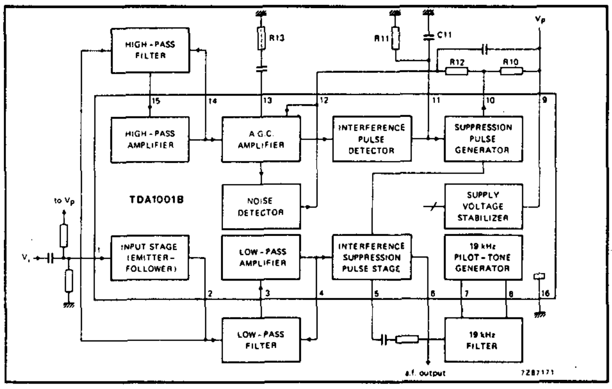


Figuur 14/8.1-36: Stereo ingangs-selector met zeven in versterking programmeerbare ingangen.

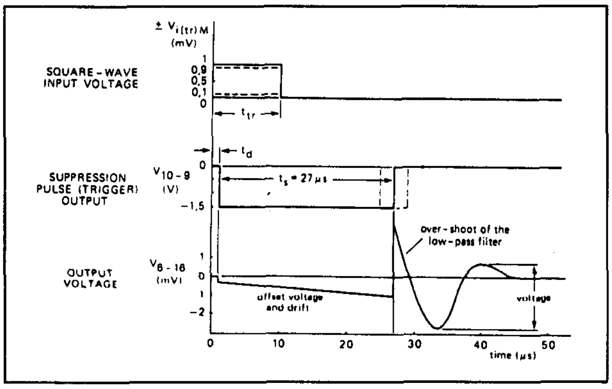
8.1 Typebeschrijving



Figuur 14/8.1-37: Aansluitgegevens TDA 1001.

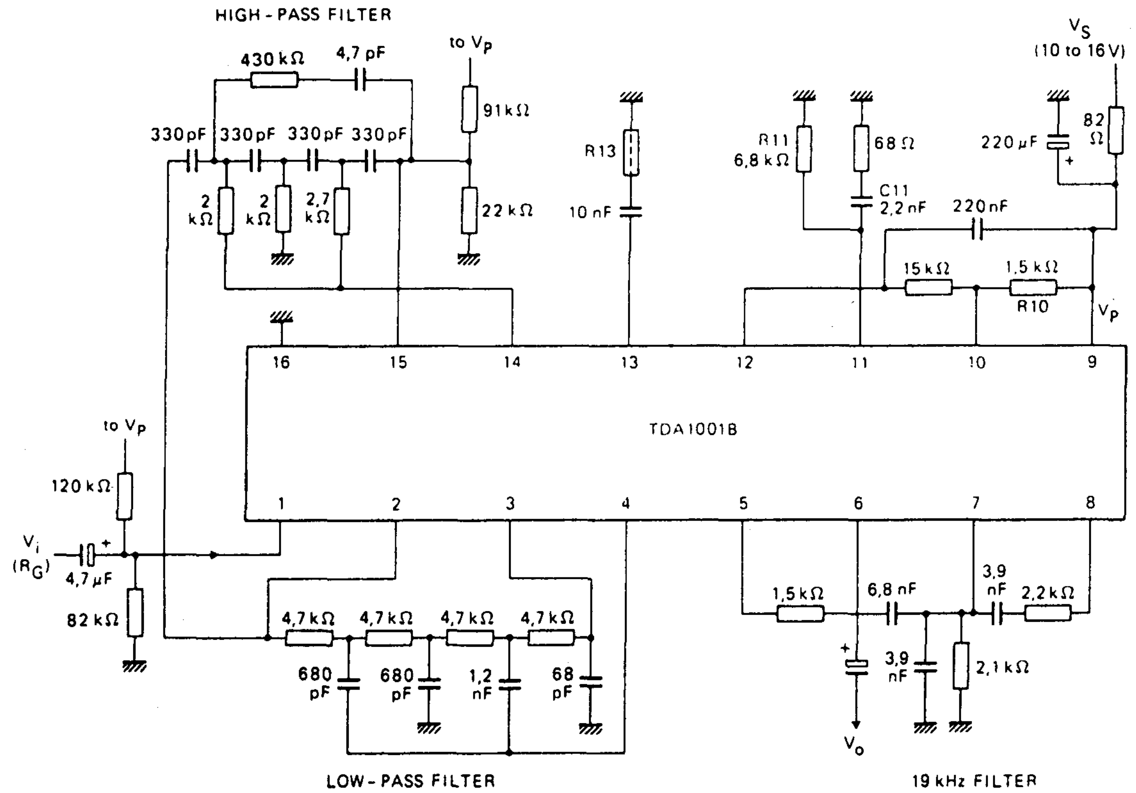


Figuur 14/8.1-38: Intern blokschema TDA 1001.



Figuur 14/8.1-39: Timing-diagram van de schakeling bij onderdrukking van een stoorpuls.

8.1 Typebeschrijving



Figuur 14/8.1-40: Standaard-schema van de TDA 1001.

14/9

IC's voor audio-opname en -weergave (Chipcorders)

Inhoud

14/9.1

Achtergrond-informatie

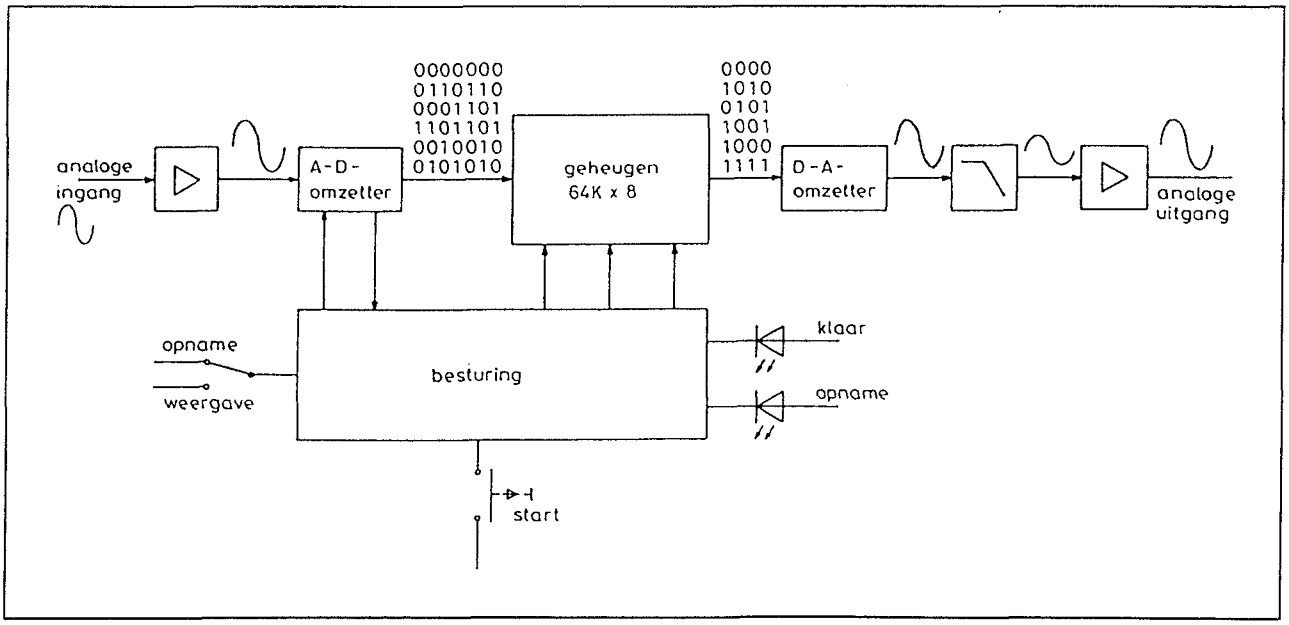
Digitaal

Inleiding

De noodzaak tot het digitaliseren van de menselijke stem wordt steeds groter. Intelligente apparatuur communiceert met haar gebruiker/ster via gesproken boodschappen. Deze boodschappen zouden kunnen gegenereerd worden met behulp van foneemgeneratoren, maar deze schakelingen vereisen vrij uitgebreide besturingssystemen, geheugens en van de ontwerper een gedegen kennis van de taalkunde. Als men kan volstaan met een vrij overzichtelijk vocabulaire, bijvoorbeeld een vijftiental korte meldingen zoals ***"OK"***, ***"Start"***, ***"Stop"***, dan kan men veel beter gebruik maken van zogenoemde *"Chipcorders"*. Deze IC's zijn in feite memo-recorders, die volledig elektronisch werken. Zij kunnen enige tientallen seconde stem opnemen, opbergen in een geheugen en nadien weer weergeven.

Blokschema

De meeste "Chipcorders" werken digitaal en dat betekent dat op de een of andere manier het blokschema van figuur 14/9.1-1 wordt gevolgd. De analoge ingangsspanning wordt via een AD-omzetter in een digitale code omgezet. Dat gebeurt uiteraard vele malen per seconde, zodat er meestal ook nog een sample-and-hold nodig is om de momentele waarde van het audio-signaal even te "bevriezen".



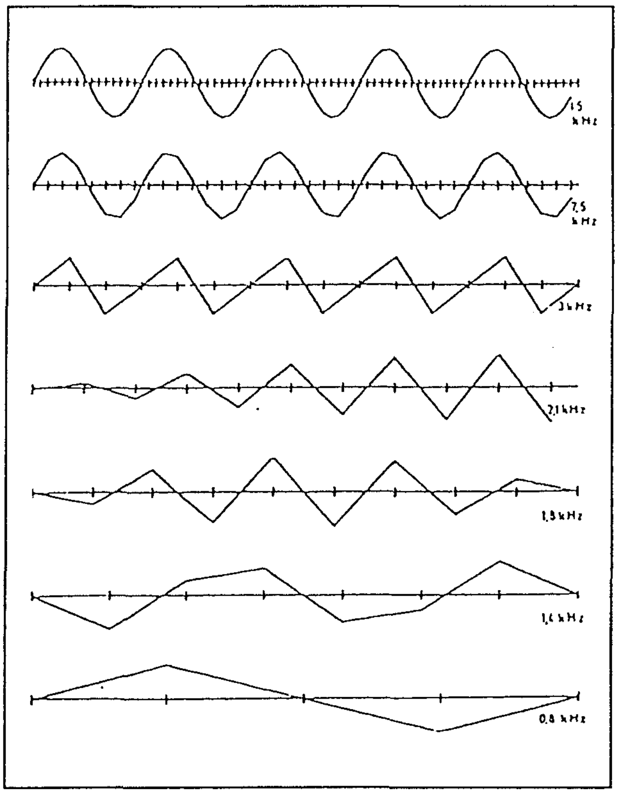
Figuur 14/9.1-1: Het algemeen blokschema van een digitaal werkende "Chipcorder".

9.1 Achtergrond-informatie

Nadien worden al die digitale codes in een geheugen opgeborgen. Bij het weergeven worden de codes een na een uitgelezen en via een DA-omzetter weer in een analoog signaal omgezet. Dat is een uiterst ingewikkeld systeem en het zal dan ook niemand verbazen dat er rond zo'n IC toch nog heel wat losse elektronica noodzakelijk is. Vaak is het zelfs zo dat de "Chipcorder" geen ingebouwd geheugen heeft, maar alleen adres- en data-lijnen levert waarmee een extern geheugen bestuurd kan worden.

Anti-aliasing

Omdat bij "Chipcorders" gebruik wordt gemaakt van bemonstering en bijgevolg alle universele wetten van de bemonstering gelden, moet er wél gebruik worden gemaakt van een anti-aliasing filter, waardoor de bandbreedte van het op te nemen geluid beperkt moet blijven tot ongeveer de helft van de toegepaste bemonsteringsfrequentie. Deze algemene wet staat bekend als het "sampling theorema". Sampelt men met een lagere frequentie, dan is het absoluut onmogelijk om de vorm van het originele geluidsignaal uit de opeenvolgende samples terug te winnen. Hoewel het in het kader van dit hoofdstuk te ver zou gaan om dit wiskundig bewijs te leveren, kan men dit effect ook heel dramatisch grafisch aantonen. In figuur 14/9.1-2 wordt een sinusvormige analoge geluidspanning, met een frequentie van 15 kHz, gesampeld met een frequentie die steeds kleiner worden. Als men nadien de opeenvolgende samples weer omzet in een vloeiende analoge spanning ontstaat een signaal dat een stapvormige benadering van het sinussignaal zou moeten zijn. Dat klopt nog vrij aardig als men sampled met een frequentie van 7,5 kHz. Maar naarmate de sample-frequentie steeds lager wordt zal het herwonnen analoog signaal steeds minder op de originele sinus gaan lijken. Bij zeer lage sample-frequenties is het herwonnen signaal zelfs niet eens meer als sinus herkenbaar, maar wordt het een driehoek met een veel lagere frequentie.



Figuur 14/9.1-2: Het sampling theorema grafisch toegelicht.

Deze veel lagere frequentie noemt men de "alias frequentie" en de grote vervorming die in dit geval ontstaat de alias vervorming. Kans op alias vervorming is steeds aanwezig als men sampled met een frequentie die lager is dan 2 x de hoogste signaalfrequentie. Als men een ingangssignaal heeft met bekende frequentie kan men deze alias vervorming vermijden door de sample-frequentie minstens twee maal hoger te kiezen. Nu weet men dat het frequentiebereik van de menselijke stem tamelijk beperkt is. Aan de lage kant moet men rekenen met frequenties van 200 Hz, aan de hoge kant met frequenties van 3 kHz. Men is zeker dat men alias vervorming vermijdt als men sampled met een frequentie van 6 kHz.
Om er dan toch zeker van te zijn dat er geen alias vervorming ontstaat in de herwonnen stem moet men de bandbreedte van het ingangssignaal kunstmatig beperken. Het beperken van de bandbreedte van een ana-

loog signaal kan door gebruik te maken van een zeer scherp afsnijdend laagdoorlaat filter. Dit filter wordt gedefinieerd door een bepaalde afsnijfrequentie f_0. Het filter laat alle signalen met een frequentie kleiner dan deze afsnijfrequentie door en spert alle signalen die een frequentie hebben die hoger is dan de afsnijfrequentie. Dit laagdoorlaat filter wordt in de sampling-terminologie het anti-alias filter genoemd. Een logische naam, want dank zij dit filter heeft men geen last meer van alias vervorming. Het volstaat de sample-frequentie gelijk te maken aan 2 x f_0 van het filter.

Analoog

DAST

Door de Amerikaanse fabrikant ISD, afkorting van "Information Storage Devices", is een nieuwe revolutionaire technologie ontwikkeld die het ontwerpen van "Chipcorders" aanmerkelijk vereenvoudigt. Die nieuwe technologie heet DAST en deze werd in 1991 beloond met de *"EDN's Innovation of the Year Award"*. DAST is de afkorting van "Direct Analog Storage Technology", een door "Information Storage Devices" gepatenteerde technologie. Bij deze technologie wordt het geregistreerde geluid niet omgezet in digitale codes en opgeslagen in een digitaal geheugen. Men is er in geslaagd een "Analog Storage Array" te ontwikkelen, dat qua werking te vergelijken is met een EEPROM, maar waarin de samples van het geluid ***onder analoge vorm*** kunnen worden opgeslagen. De houdbaarheid van deze gegevensopslag bedraagt meer dan tien jaar. Bovendien wordt gegarandeerd dat het geheugen minstens 100.000 keer opnieuw beschreven kan worden. Dank zij deze technologie vervallen een heleboel schakelingen, zoals DAC en ADC, die bij digitale geluidsopslag een nadelige werking hebben op de kwaliteit van het geregistreerde geluid. Bovendien wordt de totale schakeling er aanmerkelijk door vereenvoudigd!

Multi-level storage

DAST maakt gebruik van wat wordt genoemd een "multi-level storage" technologie. In plaats van digitale "L"- en "H"-signalen kan DAST niet minder 250 analoge spanningswaarden in de geheugencellen bewaren. De noodzakelijke geheugenomvang wordt hierdoor met een factor acht gereduceerd.

Modellen

ISD kan op dit moment zes series "Chipcorders" volgens de DAST-technologie leveren, met maximale opnametijden van 10 s tot 240 s. De bandbreedte ligt tussen 8,0 kHz en 1,7 kHz.
In de tabel van figuur 14/9.1-3 wordt een overzicht gegeven van de leverbare typen in de verschillende series.

Modules

Naast de losse IC's levert ISD ook een aantal modules en "development systems", bedoeld om het ontwikkelen van eigen systemen gemakkelijker te laten verlopen.

- **ISDVM1110A**
  Dit "chip-on-board" module bevat een "Chipcorder" van het type ISD1110 onder die-vorm en daarnaast alle noodzakelijke externe componenten, op de microfoon en luidspreker na. Alle in- en uitgangen zijn uitgevoerd op een edge-connector.
- **ISD-SD101**
  Dit pakket is bedoeld om "Chipcorders" van de families ISD1000A, ISD1100, ISD1200 en ISD1400 met de PC te programmeren. Teksten kunnen op exacte adreslocaties worden ingelezen en de markers, die aan het eind van een tekst worden ingelezen kunnen op de juiste plaats worden gezet. Het pakket bestaat uit een speciale insteekkaart voor de PC, een SoundBlaster kaart, SoundBlaster software, programmeersoftware en alle noodzakelijke kabels.
- **ISD-SD200**
  Dit pakket is een uitgebreidere versie van het vorige pakket en is ontwikkeld voor de serie-programmering van de chip's.

9.1 Achtergrond-informatie

Product Series	Part Number	Duration	Density (k cells)	Input Sample Rate (KHz)	Typical Filter Pass Band (KHz)	DIP	SOIC	TSOP	Bare Die
ISD1000A	ISD1016A	16 sec.	128	8.0	3.4	X	X		X
	ISD1020A	20 sec.	128	6.4	2.7	X	X		X
ISD1100	ISD1110	10 sec.	64	6.4	2.6	X			X
	ISD1112	12 sec.	64	5.3	2.2	X			X
ISD1200	ISD1210	10 sec.	64	6.4	2.6	X	X		X
	ISD1212	12 sec.	64	5.3	2.2	X	X		X
ISD1400	ISD1416	16 sec.	128	8.0	3.3	X	X		X
	ISD1420	20 sec.	128	6.4	2.6	X	X		X
ISD2500	ISD2560	60 sec.	480	8.0	3.4	X	X	X	X
	ISD2575	75 sec.	480	6.4	2.7	X	X	X	X
	ISD2590	90 sec.	480	5.3	2.3	X	X	X	X
	ISD25120	120 sec.	480	4.0	1.7	X			X
	ISD2532	32 sec.	256	8.0	3.4	X	X	X	X
	ISD2540	40 sec.	256	6.4	2.7	X	X	X	X
	ISD2548	48 sec.	256	5.3	2.3	X	X	X	X
	ISD2564	64 sec.	256	4.0	1.7	X			X
ISD33000	ISD33060	60 sec.	480	8.0	3.4	X	X	X	X
	ISD33075	75 sec.	480	6.4	2.7	X	X	X	X
	ISD33090	90 sec.	480	5.3	2.3	X	X	X	X
	ISD33120-4	2.0 min.	480	4.0	1.7	X	X	X	X
	ISD33120	2.0 min.	960	8.0	3.4	X	X	X	X
	ISD33150	2.5 min.	960	6.4	2.7	X	X	X	X
	ISD33180	3.0 min.	960	5.3	2.3	X	X	X	X
	ISD33240	4.0 min.	960	4.0	1.7	X	X	X	X

Figuur 14/9.1-3: Een overzicht van de door ISD leverbare "Chipcorders" volgens de DAST-technologie.

Tot maximaal acht "Chipcorder"-IC's kunnen tegelijkertijd worden geprogrammeerd. Het geheel wordt geleverd met "Soundmapper"-software, die draait onder Windows.

– **ISD-ES301**
  Dit ontwikkelsysteem is bedoeld voor het programmeren van de serie chip's uit de ISD33000-familie. Verder is het mogelijk speciale software te ontwikkelen, om de

9.1 Achtergrond-informatie

"Chipcorders" van deze serie te besturen uit de bekendste microcontrollers. Het pakket bevat:
- een parallelle poort naar de PC;
- een externe interface voor directe toegang tot de "Chipcorder"-chip's;
- een voetje voor een 68HC705-C4A microcontroller van Motorola;
- een LCD-display;
- firmware voor het besturen van de microcontroller;
- een toetsenbordje met de meest gebruikte toetsen, zoals "Play", "Record", etc;
- een in "C" geschreven programma voor de interfacing naar een PC.

9.1 Achtergrond-informatie

14/9.2

De ISD10xxA-serie DAST-IC's van ISD

Korte beschrijving

De ISD10xxA-serie bestaat uit drie schakelingen, waarmee men 12, 16 of 20 s geluid in een EEPROM kan opslaan. Nadien kan het geregistreerde geluid worden weergegeven. De IC's bevatten alle noodzakelijke schakelingen voor het samenstellen van een kompleet RECORD/PLAYBACK-systeem, de enige noodzakelijke externe componenten is een aantal weerstanden en condensatoren.

DAST

DAST is de afkorting van "Direct Analog Storage Technology", een door Information Storage Devices gepatenteerde technologie. Bij deze technologie wordt het geregistreerde geluid niet omgezet in digitale codes en opgeslagen in een digitaal geheugen. Men is er in geslaagd een "Analog Storage Array" te ontwikkelen, dat qua werking te vergelijken is met een EEPROM, maar waarin de samples van het geluid ***onder analoge vorm*** kunnen worden opgeslagen. De houdbaarheid van deze gegevensopslag bedraagt meer dan tien jaar. Dank zij deze technologie vervallen een heleboel schakelingen, zoals DAC en ADC, die bij digitale geluidsopslag een nadelige werking hebben op de kwaliteit van het geregistreerde geluid. Omdat ook bij DAST gebruik wordt gemaakt van bemonstering en bijgevolg alle universele wetten van de bemonstering gelden, moet er wél gebruik worden gemaakt van een anti-aliasing filter, waardoor ook nu de bandbreedte van het geluid beperkt moet blijven tot ongeveer de helft van de toegepaste bemonsteringsfrequentie. Bij het uitlezen van de analoge monsters moet ook nu een laagdoorlaat filter worden toegepast om de snelle amplitude-sprongen van het ene naar het volgende monster af te vlakken.

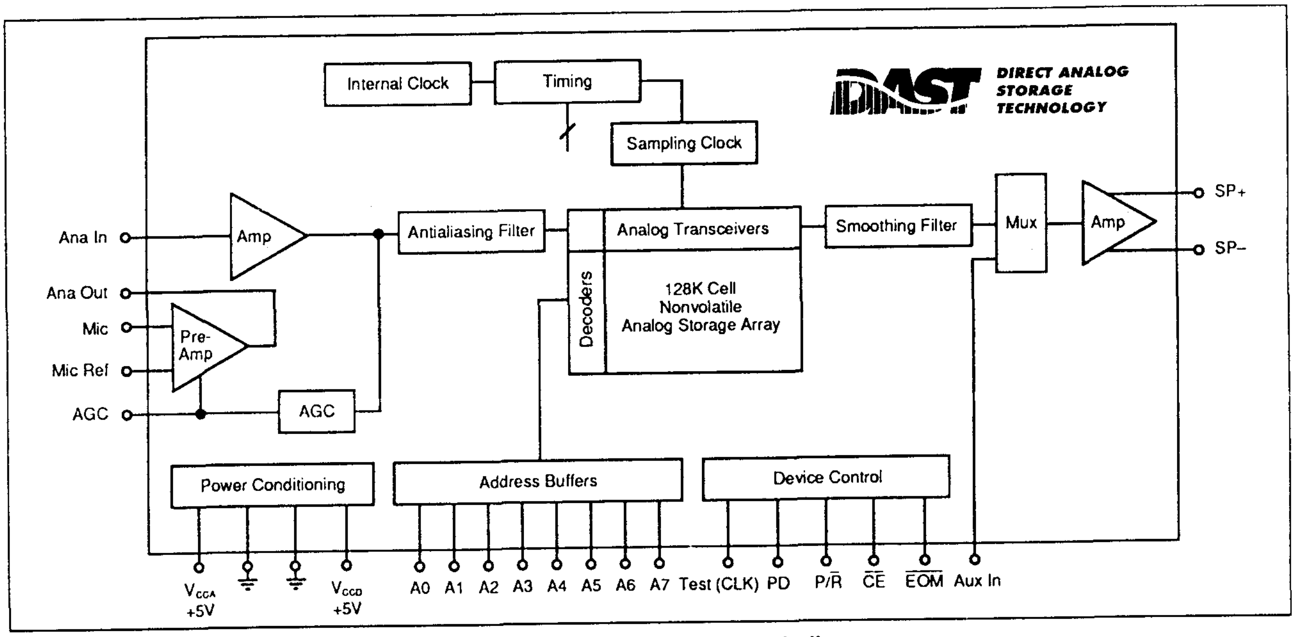
De ISD10xxA familie

De ISD10xxA familie bestaat uit drie leden:
- ISD1012A:
  sample rate: 10,6 kHz
  bandbreedte: 4,5 kHz
  opnameduur: 12 s
- ISD1016A:
  sample rate: 8 kHz
  bandbreedte: 3,4 kHz
  opnameduur: 16 s
- ISD1020A:
  sample rate: 6,4 kHz
  bandbreedte: 2,7 kHz
  opnameduur: 20 s

Blokschema en functie van de pennen

Het blokschema van deze familie is getekend in figuur 14/9.2-1. Aan de hand van dit schema kan de functie van de aansluitingen gemakkelijk ontcijferd worden.
- A0 tot en met A7:
  Adres-pennen, waarmee men het geheugen segmentsgewijs kan uitlezen, bijvoorbeeld als er in de analoge EEPROM meer dan een boodschap staat. A6 en A7 dienen voor het instellen van de zogenoemde "Operational Modes" van de schakelingen, zie later.
- V_{CCD}:
  Positieve voedingsspanning voor de digitale schakelingen.

9.2 De ISD10xxA-serie DAST-IC's van ISD



Figuur 14/9.2-1: Het intern blokschema van de ISD10xxA-schakelingen.

- VCCA:
  Positieve voedingsspanning voor de analoge signalen.
- VSSD:
  Digitale massa.
- VSSA:
  Analoge massa.
- SP+ en SP-:
  Hiertussen kan men de luidspreker aansluiten, deze uitgangen zijn de uitgangen van de twee in brug geschakelde LF-versterkers.
- TEST/CLK:
  Test-pen, moet in bedrijf "L" gehouden worden.
- AUX IN:
  Analoge ingang, die via een elektronische schakelaar rechtstreeks naar de eindversterker gaat. Wordt bestuurd via de $\overline{CE}$-ingang.
- ANA OUT:
  Uitgang van de ingebouwde analoge voorversterker.
- ANA IN:
  Analoge ingang, waarop het op te nemen signaal aangesloten wordt.
- AGC:
  Ingang, waarop het filter van de ingebouwde automatische volumeregeling aangesloten wordt.
- MIC:
  Ingang van de ingebouwde microfoon voorversterker.
- MIC REF:
  Ontkoppelingspen van de ingebouwde microfoon voorversterker.
- PD:
  Power Down ingang, zet de schakeling in een modus met zeer laag stroomverbruik.
- P/$\overline{R}$:
  Playback/Record-pen, waarmee de functie van de schakeling kan omgeschakeld worden tussen opnemen en weergeven.
- $\overline{EOM}$:
  End Of Message uitgang, deze uitgang wordt "L" bij het einde van een opgenomen geluid.
- $\overline{CE}$:
  Chip Enable, moet "L" worden om alle functies van de schakeling te activeren.

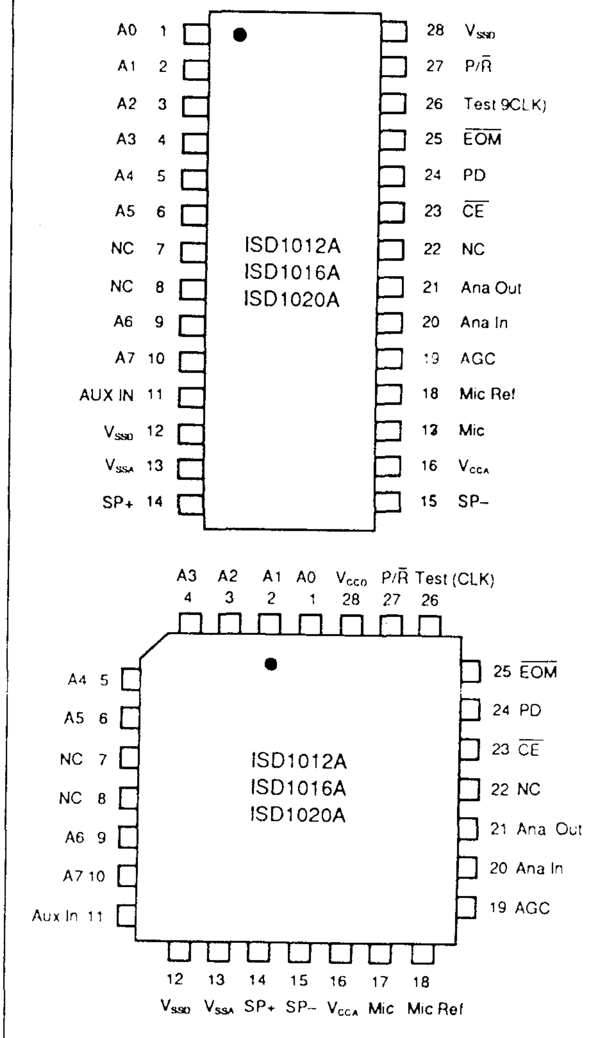
Technische gegevens
- fabrikant: Information Storage Devices
- behuizing: DIL-28, PLCC-28

9.2 De ISD10xxA-serie DAST-IC's van ISD

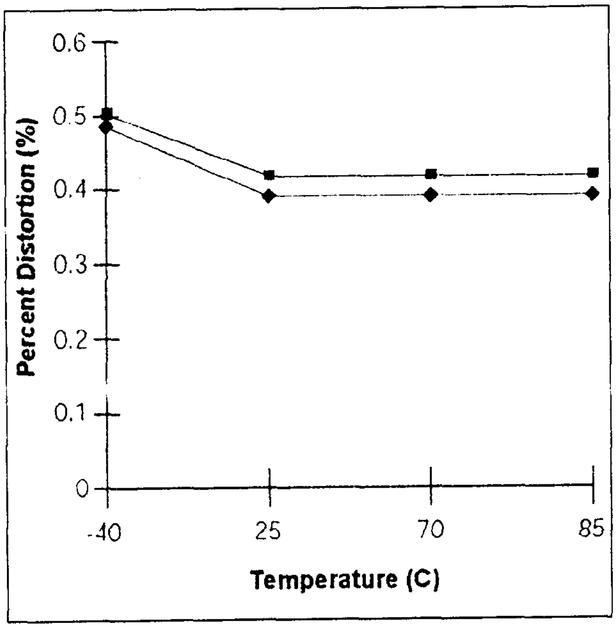
- aansluitgegevens: figuur 14/9.2-2
- voedingsspanningen:
  - analoog: +7 V max., +5 V typisch
  - digitaal: +7 V max., +5 V typisch
- voedingsstromen:
  - stand-by: 10 µA max.
  - in werking: 25 mA max.
- **impedanties:**
  - MIC: 10 kΩ typisch
  - MIC REF: 10 kΩ typisch
  - AUX IN: 10 kΩ typisch
  - ANA IN: 2,7 kΩ typisch
  - AGC: 5 kΩ typisch
  - SP+, SP-: 16 Ω min.
- **voorversterker(s):**
  - ingangsstroom: +/-1 µA max.
  - versterking MIC:
    AGC = 0,0 V: 24 dB typisch
    AGC = 2,5 V: 5 dB max.
  - versterking AUX IN: 1 V/V
  - versterking ANA IN: 22 dB
  - MIC spanning: 20 mV_{ttt} max.
  - ANA IN spanning: 50 mV_{ttt} max.
  - AUX IN spanning: 1,25 V_{ttt} max.
  - harmonische vervorming:
    figuur 14/9.2-3
- **eindversterker:**
  - vermogen: 50 mW max. in 16 Ω
  - spanning: 2,5 V_{ttt} max.
- **digitale gegevens:**
  - "L"-niveau: 0,8 V max.
  - "H"-niveau: 2,0 V min.
  - adres setup tijd: 300 ns min.
  - power up delay: 18,75 ms min.
  - $\overline{EOM}$-puls: 9,4 ms typisch

Functionele beschrijving

- MIC:
  De elektret-microfoon moet condensatorgekoppeld op deze ingang worden aangesloten. De waarde van de koppelcondensator bepaalt het onderste -3 dB punt van de bandbreedte. De opgegeven standaardwaarde bedraagt 220 nF.
- MIC REF:
  Het ontkoppelen van deze pen via een condensator van 220 nF naar de analoge massa reduceert de ruis in de voorversterker aanmerkelijk. Wordt deze pen niet gebruikt voor de ontkoppeling, dan moet hij open blijven.
- ANA OUT:
  Deze pen levert het door de microfoon voorversterkte microfoonsignaal. De maximale versterking ten opzichte van MIC bedraagt 24 dB. In de meeste gevallen kan deze uitgang AC-gekoppeld worden verbonden met de ANA IN.



Figuur 14/9.2-2: Aansluitgegevens van de twee leverbare behuizingen, DIL-28 en PLC-28



Figuur 14/9.2-3: Totale harmonische vervorming bij 1 kHz.

- ANA IN:
  Op deze ingang kan men AC-gekoppeld een reeds versterkt signaal aansluiten, bijvoorbeeld afkomstig van de ingebouwde microfoon voorversterker. De waarde van deze condensator bepaalt mede het -3 dB punt van het systeem. Aanbevolen wordt echter eventueel noodzakelijk bandbreedte begrenzing aan de lage kant alleen uit te voeren aan de MIC-ingang en hier een vrij grote koppelcondensator van 1 µF toe te passen.
- AGC:
  Dank zijn de ingebouwde automatische volumeregeling zal de microfoon een groot onvervormd dynamisch bereik hebben. Het uitgangssignaal van de voorversterker wordt gedetecteerd en gebruikt voor het opladen van de op de AGC-pen aangesloten externe condensator. De waarde van de inwendige weerstand van deze pen (5 kΩ) en de waarde van de condensator bepalen de attack-tijd van de regeling. De decay-tijd wordt bepaald door de waarde van de condensator en een parallel geschakelde ontlaadweerstand. De AGC begint te werken bij een spanning van ongeveer 1,6 V over de condensator.
- SP+ en SP-:
  De schakelingen zijn voorzien van twee eindversterkertjes, die in brug zijn geschakeld. De twee SP-pennen voeren dus geïnverteerde signalen en kunnen rechtstreeks een luidspreker met een minimale impedantie van 16 Ω aansturen. In principe kan men de luidspreker ook condensator-gekoppeld aansluiten tussen een van de SP-pennen en de massa, maar dan wordt uiteraard heel wat minder vermogen gegenereerd. De SP-pennen staan op massa-potentiaal gedurende RECORD en POWER DOWN.
- POWER DOWN:
  Als deze pen met de digitale voedingsspanning wordt verbonden, gaat de chip naar een slaap-status, waarin weinig stroom wordt opgenomen. Alle functies worden uitgeschakeld. Als $\overline{\text{EOM}}$ "L" is geworden als gevolg van een "overflow" van het geheugen, moet PD "H" gemaakt worden om de schakeling te resetten.
- CHIP ENABLE:
  Deze pen moet "L" worden om alle functies in de schakeling te activeren. Op de "H" naar "L" overgang worden de adresgegevens op de adrespennen overgenomen in een interne buffer en wordt de conditie van P/$\overline{\text{R}}$ afgetast om de schakeling te starten in de RECORD of PLAYBACK modus. Een "H" op $\overline{\text{CE}}$ schakelt de analoge multiplexer om, zodat het op de AUX IN pen aangesloten audio-signaal naar de eindversterkers wordt gestuurd.
- PLAYBACK/RECORD:
  Een "H" op deze ingang zet de schakeling in de PLAYBACK modus, een "L" in de RECORD modus. Gedurende RECORD worden de eindversterkers uitgeschakeld en de SP-pennen aan de massa gelegd. Het registreren van het geluid start in het geheugensegment dat wordt bepaald door de code op de A-ingangen. Het registreren stopt als $\overline{\text{CE}}$ "H" wordt gemaakt of als een "overflow" van het geheugen

wordt vastgesteld. Bij PLAYBACK worden alle voorversterkers gede-activeerd. Weergegeven wordt vanaf het door de A-pennen geselecteerde start-segment van het geheugen. Het weergeven stopt als een $\overline{\text{EOM}}$ wordt gedetecteerd.

- ADRESS INPUTS:
  De adres-pennen A6 en A7 worden gebruikt voor het instellen van het start-adres (beide pennen "L") of voor het selecteren van een van zes "Operational Modes" (beide pennen "H"). In het eerste geval kan men door een binaire code op de overige adres-pennen het start-segment voor RECORD of PLAYBACK instellen. Het geheugen is verdeeld in 160 segmenten. De opname/weergave-duur van een segment is afhankelijk van het IC:
  - ISD1012A: 0,075 s;
  - ISD1016A: 0,100 s;
  - ISD1020A: 0,125 s.

  RECORD en PLAYBACK start in het geselecteerde segment en gaat nadien verder tot het laatste segment is bereikt of tot de eerstvolgende $\overline{\text{EOM}}$-code.
- TEST/CLK:
  In de meeste gevallen kan men deze pen open laten. Bij toepassingen die een zeer nauwkeurige clock vereisen kan men via deze pen een extern clock-signaal aanbrengen:
  - ISD1012A: 1.365 kHz;
  - ISD1016A: 1.024 kHz;
  - ISD1020A: 819 kHz.
- END OF MESSAGE:
  Een $\overline{\text{EOM}}$-marker wordt automatisch na het beëindigen van een RECORD-sessie in het geheugen opgenomen. De $\overline{\text{EOM}}$-pen gaat naar "L":
  - bij het bereiken van een marker bij PLAYBACK;
  - bij een "overflow" van het geheugen bij RECORD;
  - als de voedingsspanning lager wordt dan 3,5 V.
- AUXILLARY INPUT:
  Deze analoge ingang wordt met de eindversterker verbonden als $\overline{\text{CE}}$ "H" is en PLAYBACK wordt afgesloten of als $\overline{\text{EOM}}$ "L" wordt als gevolg van een "overflow".
- VOEDINGEN:
  De analoge en digitale voedings- en massa-bussen zijn op de chip afzonderlijk uitgevoerd en worden via afzonderlijke pennen aan de buitenwereld aangeboden. Deze moeten zo dicht mogelijk bij de voeding met elkaar verbonden worden.

De "Operational Modes"

De ISD10xxA-schakelingen kunnen standalone werken, maar kunnen ook gecascadeerd worden voor het verlengen van de opnametijd of opgenomen in een microprocessor bestuurd systeem. Om deze functies mogelijk te maken hebben de schakelingen zes zogenoemde "Operational Modes". Deze worden geactiveerd door A6 en A7 "H" te maken en geselecteerd door een van de vijf andere A-pennen "H" te maken.

- A0 = "H":
  Deze modus laat toe bij PLAYBACK snel door de in het geheugen opgeslagen mededelingen te lopen. Iedere keer als $\overline{\text{CE}}$ "L" wordt gemaakt zal de logica die het geheugen adresseert naar het adres gaan waar de volgende EOM-marker is opgeslagen.
- A1 = "H":
  De EOM-marker wordt verwijderd bij het opnemen van een volgende boodschap.
- A2 = "H":
  Bij PLAYBACK wordt alleen een lage $\overline{\text{EOM}}$-puls gegenereerd bij "overflow" van het geheugen. Deze modus kan gebruikt worden om automatisch om te schakelen van het ene naar het andere IC bij cascadering van verschillende identieke schakelingen.
- A3 = "H":
  Bij het bereiken van een EOM-marker gaat PLAYBACK terug naar het ingestelde start-segment en herhaalt de weergave.
- A4 = "H":
  In deze modus kunnen diverse boodschappen opgenomen en weergegeven

worden zonder ingewikkelde segment-adressering. Bij RECORD worden opeenvolgende boodschappen achter elkaar in het geheugen opgenomen, zonder tussenvoeging van EOM-markers op het einde van segmenten.

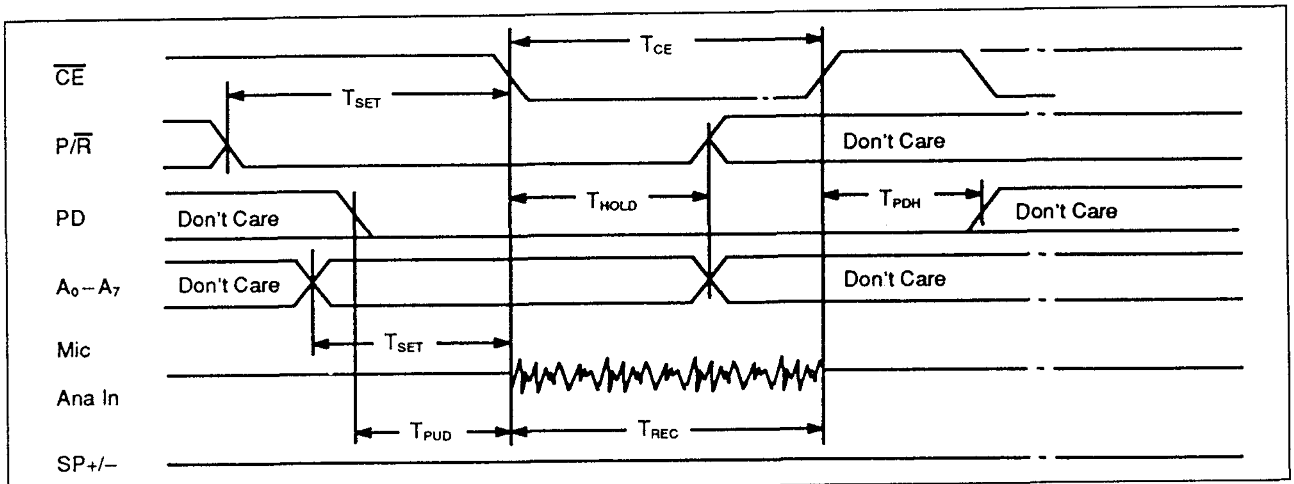
- A5 = "H":
  PLAYBACK wordt geactiveerd door het $\overline{CE}$-signaal.

Timingdiagrammen

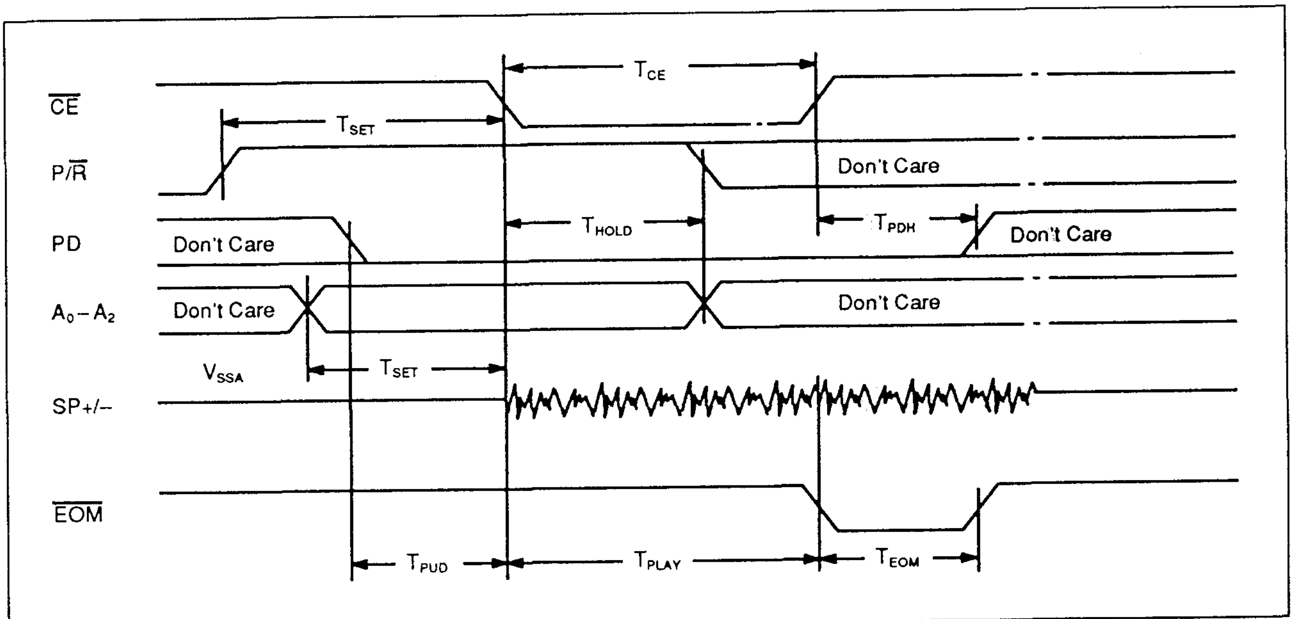
De timingdiagrammen voor RECORD en PLAYBACK zijn weergegeven in de figuren 14/9.3-4 en -5.

Voorbeeld-schakeling

In figuur 14/9.2-6 is het door de fabrikant voorgeschreven applicatie-schema rond de ISD10xxA-schakelingen getekend.



Figuur 14/9.2-4: De timing van de ISD10xxA-schakelingen gedurende een RECORD-cyclus.

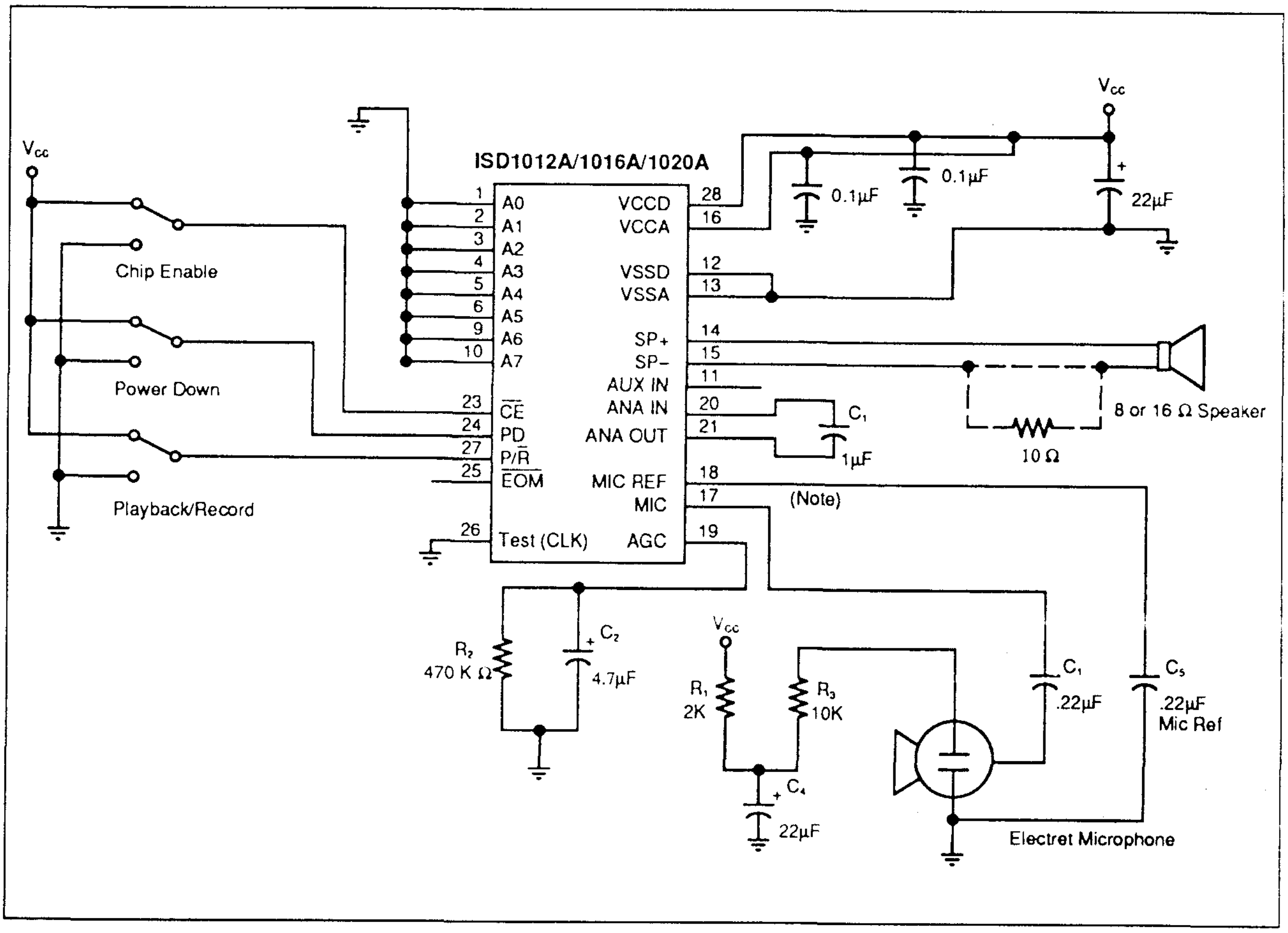


Figuur 14/9.2-5: De timing van de ISD10xxA-schakelingen gedurende een PLAYBACK-cyclus.

9.2 De ISD10xxA-serie DAST-IC's van ISD

Alle adres-pennen zijn met de massa verbonden, met als gevolg dat RECORD en PLAYBACK altijd in het eerste geheugensegment starten en het volledige geheugen wordt volgeschreven respectievelijk uitgelezen. De schakeling heeft drie bedieningsorganen, waarmee men de onderstaande vier controle-stappen kan uitvoeren.

- Stap 1:
  PD wordt "L" gemaakt en P/$\overline{R}$ wordt in de gewenste stand gezet voor RECORD of PLAYBACK. De chip wordt geïnitialiseerd en de opname/weergave-modus ingesteld.
- Stap 2:
  Eventueel worden nu de adressen A0 tot en met A5 ingesteld op een bepaald geheugen-segment van waaruit men het opnemen dan wel weergeven wil laten starten.
- Stap 3:
  $\overline{CE}$ wordt even "L" gemaakt, waardoor RECORD of PLAYBACK start.
- Stap 4:
  $\overline{CE}$ wordt "H" gemaakt op het moment dat de gewenste boodschap is opgenomen (RECORD) of weergegeven (PLAYBACK).



Figuur 14/9.2-6: De standaard schakeling rond de leden van de ISD10xxA-familie.

9.2 De ISD10xxA-serie DAST-IC's van ISD

14/9.3

De ISD25xx-serie DAST-IC's van ISD

Korte beschrijving
De ISD25xx-serie bestaat uit vier schakelingen, waarmee men 32, 40, 48 of 64 s geluid in een analoge EEPROM kan opslaan. Nadien kan het geregistreerde geluid worden weergegeven. De IC's bevatten alle noodzakelijke schakelingen voor het samenstellen van een kompleet RECORD/PLAYBACK-systeem, de enige noodzakelijke externe componenten is een aantal weerstanden en condensatoren.

DAST
DAST is de afkorting van "Direct Analog Storage Technology", een door Information Storage Devices gepatenteerde technologie. Bij deze technologie wordt het geregistreerde geluid niet omgezet in digitale codes en opgeslagen in een digitaal geheugen. Men is er in geslaagd een "Analog Storage Array" te ontwikkelen, dat qua werking te vergelijken is met een EEPROM, maar waarin de samples van het geluid ***onder analoge vorm*** kunnen worden opgeslagen. De houdbaarheid van deze gegevensopslag bedraagt meer dan tien jaar. Dank zij deze technologie vervallen een heleboel schakelingen, zoals DAC en ADC, die bij digitale geluidsopslag een nadelige werking hebben op de kwaliteit van het geregistreerde geluid. Maar, ook bij DAST wordt gebruik gemaakt van bemonstering en bijgevolg gelden alle wetten van de bemonstering! Er moet dus wél gebruik worden gemaakt van een anti-aliasing filter, waardoor ook nu de bandbreedte van het geluid beperkt moet blijven tot ongeveer de helft van de toegepaste bemonsteringsfrequentie. Bij het uitlezen van de analoge monsters moet ook nu een laagdoorlaat filter worden toegepast om de snelle amplitude-sprongen van het ene naar het volgende monster af te vlakken.

De ISD25xx familie
De ISD25xx familie bestaat uit vier leden:
- ISD2532:
  sample rate: 8,0 kHz
  bandbreedte: 3,4 kHz
  opnameduur: 32 s
- ISD2540:
  sample rate: 6,4 kHz
  bandbreedte: 2,7 kHz
  opnameduur: 40 s
- ISD2548:
  sample rate: 5,3 kHz
  bandbreedte: 2,3 kHz
  opnameduur: 48 s
- ISD2564:
  sample rate: 4,0 kHz
  bandbreedte: 1,7 kHz
  opnameduur: 64 s

Blokschema en functie van de pennen
Het blokschema van deze familie is getekend in figuur 14/9.3-1. Aan de hand van dit schema wordt de functie van de aansluitingen toegelicht.
- A0 tot en met A8:
  Adres/Mode-pennen, waarmee men het geheugen segmentsgewijs kan uitlezen, bijvoorbeeld als er in de analoge EEPROM meer dan een boodschap staat. A7 en A8 dienen voor het instellen van de zogenoemde "Operational Modes" van de

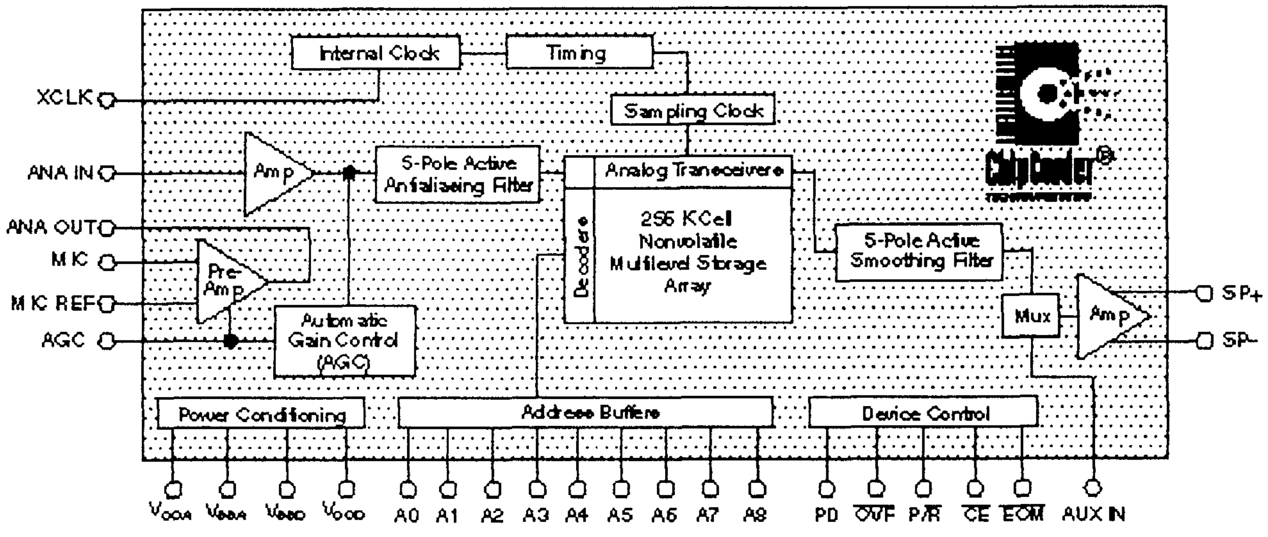
schakelingen, zie later. Als deze pennen "L" zijn, worden alle A-ingangen als adresbits beschouwd, die het start-adres vastleggen waaruit wordt gelezen of waarin wordt geschreven.
Zijn deze pennen "H", dan worden A0 tot en met A6 omgevormd in D0 tot en met D6 en kan men met deze pennen de mode instellen.

- VCCD:
Positieve voedingsspanning voor de digitale schakelingen.
- VCCA:
Positieve voedingsspanning voor de analoge signalen.
- VSSD:
Digitale massa.
- VSSA:
Analoge massa.
- SP+ en SP-:
Tussen deze pennen kan men een luidspreker aansluiten, deze uitgangen zijn de uitgangen van de twee in brug geschakelde LF-versterkers. De versterker is in staat een vermogen van 50 mW af te leveren aan een luidspreker met een impedantie van 16 Ω.
- XCLK:
De aansluiting voor een extern kloksignaal, heeft een interne pull-down weerstand. Hoewel de interne klok een stabiliteit van +/-2,25 % heeft, kan het voor sommige toepassingen nuttig zijn via deze pen een zeer nauwkeurige externe klok aan te sluiten. De noodzakelijke frequenties zijn:
  - ISD2532: 1.024 kHz;
  - ISD2540: 819,2 kHz;
  - ISD2548: 682,7 kHz;
  - ISD2564: 512 kHz.

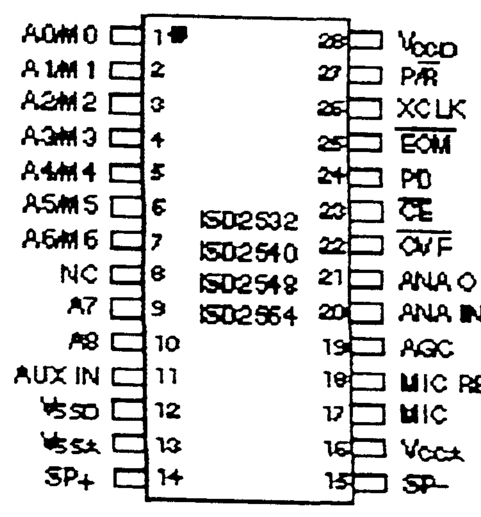
  Als er geen gebruik wordt gemaakt van een externe klok, ***moet*** deze ingang met de massa verbonden worden.
- AUX IN:
Analoge ingang, die via een elektronische schakelaar rechtstreeks naar de eindversterker gaat. Wordt bestuurd via de $\overline{\text{CE}}$-ingang, zie later.
- ANA OUT:
Uitgang van de ingebouwde analoge voorversterker.
- ANA IN:
Analoge ingang, waarop het op te nemen signaal aangesloten wordt.
- AGC:
Ingang, waarop het filter van de ingebouwde automatische volumeregeling aangesloten wordt.
- MIC:
Ingang van de ingebouwde microfoon voorversterker.
- MIC REF:
Ontkoppelingspen van de ingebouwde microfoon voorversterker. Deze pen is de geïnverteerde ingangspen van de differentiële versterker aan de ingang, waarbij de pen MIC de niet-inverterende ingang vormt.
- PD:
Power Down ingang, zet de schakeling in een modus met zeer laag stroomverbruik.
- P/$\overline{\text{R}}$:
Playback/Record-pen, waarmee de functie van de schakeling kan omgeschakeld worden tussen opnemen en weergeven.
- $\overline{\text{EOM}}$:
End Of Message uitgang, deze uitgang wordt "L" bij het einde van een opgenomen geluid.
- $\overline{\text{CE}}$:
Chip Enable, moet "L" worden om alle functies van de schakeling te activeren.

Technische gegevens
- fabrikant: Information Storage Devices
- behuizing: DIL-28, TSOP-28, die
- aansluitgegevens: figuur 14/9.3-2
- **voedingsspanningen:**
  - analoog: +4,5 V min., +5,5 V max.
  - digitaal: +4,5 V min., +5,5 V max.
- **voedingsstromen:**
  - stand-by: 10 µA max.
  - in werking: 30 mA max.
- **impedanties:**
  - MIC: 9 kΩ typisch
  - MIC REF: 10 kΩ typisch

9.3 De ISD25xx-serie DAST-IC's van ISD



Figuur 14/9.3-1: Het intern blokschema van de ISD25xx-schakelingen.

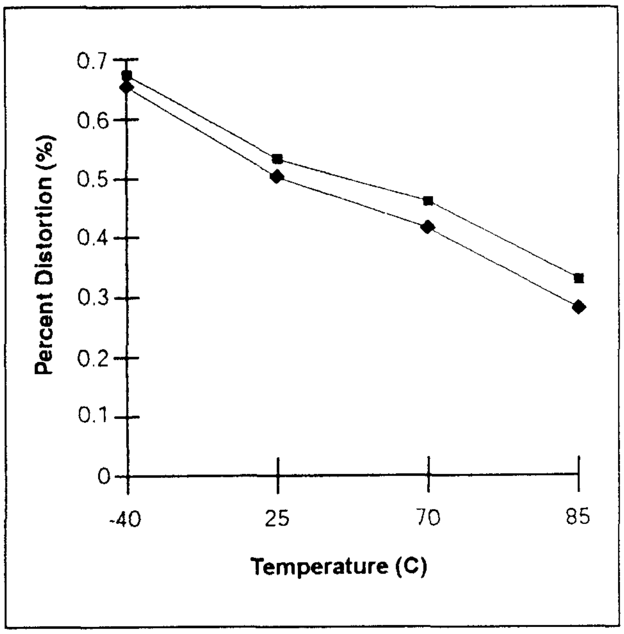


Figuur 14/9.3-2: Aansluitgegevens van de twee leverbare behuizingen, DIL-28 en TSOP-28.

- AUX IN: 11 kΩ typisch
- ANA IN: 3 kΩ typisch
- AGC: 5 kΩ typisch
- SP+, SP-: 16 Ω min.

- **voorversterker(s):**
  - ingangsstroom: +/-1 µA max.
  - versterking MIC:
    AGC = 0,0 V: 24 dB typisch
    AGC = 2,5 V: 5 dB max.
  - versterking AUX IN: 1 V/V
  - versterking ANA IN: 23 dB typisch
  - MIC spanning: 20 mV_{ttt} max.
  - ANA IN spanning: 50 mV_{ttt} max.
  - AUX IN spanning: 1,25 V_{ttt} max.
  - harmonische vervorming: figuur 14/9.3-3
- **eindversterker:**
  - vermogen: 50 mW max. in 16 Ω
  - spanning: 2,5 V_{ttt} max.
- **digitale gegevens:**
  - "L"-niveau: 0,8 V max.
  - "H"-niveau: 2,0 V min.
  - adres setup tijd: 300 ns min.
  - power up delay:
    ISD2532: 25,0 ms typisch
    ISD2540: 31,3 ms typisch
    ISD2548: 37,5 ms typisch
    ISD2564: 50,0 ms typisch
  - $\overline{EOM}$-puls:
    ISD2532: 12,5 ms typisch
    ISD2540: 15,6 ms typisch

ISD2548: 18,7 ms typisch
ISD2564: 25,0 ms typisch



Figuur 14/9.3-3: Totale harmonische vervorming bij 1 kHz.

Functionele beschrijving

- MIC:
  De elektret-microfoon moet condensator-gekoppeld op deze ingang worden aangesloten. De waarde van de koppel-condensator bepaalt het onderste -3 dB punt van de bandbreedte. De opgegeven standaardwaarde bedraagt 100 nF.
- MIC REF:
  Het ontkoppelen van deze pen via een condensator van 220 nF naar de analoge massa reduceert de ruis in de voorversterker aanmerkelijk. Wordt deze pen niet gebruikt voor de ontkoppeling, dan moet hij open blijven.
- ANA OUT:
  Deze pen levert het door de microfoon voorversterkte microfoonsignaal. De maximale versterking ten opzichte van MIC bedraagt 26 dB. Deze versterking is uiteraard niet constant, maar afhankelijk van de AGC-besturing. In de meeste gevallen kan deze uitgang AC-gekoppeld worden verbonden met de ANA IN.
- ANA IN:
  Op deze ingang kan men AC-gekoppeld een reeds versterkt signaal aansluiten, bijvoorbeeld afkomstig van de ingebouwde microfoon voorversterker. De waarde van deze condensator bepaalt mede het -3 dB punt van het systeem. Aanbevolen wordt echter eventueel noodzakelijk bandbreedte begrenzing aan de lage kant alleen uit te voeren aan de MIC-ingang en hier een vrij grote koppelcondensator van 1 µF toe te passen.
- AGC:
  Het uitgangssignaal van de voorversterker wordt gedetecteerd en gebruikt voor het opladen van de op de AGC-pen aangesloten externe condensator. De waarde van de inwendige weerstand van deze pen (5 kΩ) en de waarde van de condensator bepalen de attack-tijd van de regeling. De decay-tijd wordt bepaald door de waarde van de condensator en een parallel geschakelde ontlaadweerstand. Waarden van 4,7 µF en 470 kΩ worden door de fabrikant aanbevolen. De AGC begint te werken bij een spanning van ongeveer 1,6 V over de condensator.
- SP+ en SP-:
  De schakelingen zijn voorzien van twee eindversterkertjes, die in brug zijn geschakeld. De twee SP-pennen voeren dus geïnverteerde signalen en kunnen rechtstreeks een luidspreker met een minimale impedantie van 16 Ω aansturen. In principe kan men de luidspreker ook condensator-gekoppeld aansluiten tussen één van de SP-pennen en de massa, maar dan wordt uiteraard heel wat minder vermogen gegenereerd, namelijk 1/4 van het maximale. De SP-pennen staan op massapotentiaal gedurende RECORD en POWER DOWN.
- POWER DOWN:
  Als deze pen met de digitale voedingsspanning wordt verbonden, gaat de chip naar stand-by, waarin weinig stroom

wordt opgenomen. Alle functies worden uitgeschakeld. Als $\overline{OVF}$ "L" is geworden als gevolg van een "overflow" van het geheugen, moet PD "H" gemaakt worden om de schakeling te resetten naar het start-adres van het geheugen.

- CHIP ENABLE:
  Deze pen moet "L" worden om alle functies in de schakeling te activeren. Op de "H" naar "L" overgang worden de adresgegevens op de adrespennen overgenomen in een interne buffer en wordt de conditie van $P/\overline{R}$ afgetast om de schakeling te starten in de RECORD of PLAYBACK modus. Een "H" op $\overline{CE}$ schakelt de analoge multiplexer om, zodat het op de AUX IN pen aangesloten audio-signaal naar de eindversterkers wordt gestuurd.
- PLAYBACK/RECORD:
  Een "H" op deze ingang zet de schakeling in de PLAYBACK modus, een "L" in de RECORD modus. Gedurende RECORD worden de eindversterkers uitgeschakeld en de SP-pennen aan de massa gelegd. Het registreren van het geluid start in het geheugensegment dat wordt bepaald door de code op de A-ingangen. Het registreren stopt als $\overline{CE}$ "H" wordt gemaakt of als een "overflow" van het geheugen wordt vastgesteld. Bij PLAYBACK worden alle voorversterkers gede-activeerd. Weergegeven wordt vanaf het door de A-pennen geselecteerde start-segment van het geheugen. Het weergeven stopt als een $\overline{EOM}$ wordt gedetecteerd.
- ADRESS/MODE INPUTS:
  De adres-pennen A7 en A8 worden gebruikt voor het instellen van het start-adres (beide pennen "L") of voor het selecteren van een van zeven "Operational Modes" (beide pennen "H"). In het eerste geval kan men door een binaire code op de overige adres-pennen het start-segment voor RECORD of PLAYBACK instellen. RECORD en PLAYBACK start in het geselecteerde segment en gaat nadien verder tot het laatste segment is bereikt of tot de eerstvolgende $\overline{EOM}$-code.
- END OF MESSAGE:
  Een $\overline{EOM}$-marker wordt automatisch na het beëindigen van een RECORD-sessie in het geheugen opgenomen. De $\overline{EOM}$-pen gaat naar "L":
  - bij het bereiken van een marker bij PLAYBACK;
  - bij een "overflow" van het geheugen bij RECORD;
  - als de voedingsspanning lager wordt dan 3,5 V.
- AUXILLARY INPUT:
  Deze analoge ingang wordt met de eindversterker verbonden als $\overline{CE}$ "H" is en PLAYBACK wordt afgesloten of als $\overline{EOM}$ "L" wordt als gevolg van een "overflow".
- VOEDINGEN:
  De analoge en digitale voedings- en massa-bussen zijn op de chip afzonderlijk uitgevoerd en worden via afzonderlijke pennen aan de buitenwereld aangeboden. Deze moeten zo dicht mogelijk bij de voeding met elkaar verbonden worden.

De "Operational Modes"

De ISD25xx-schakelingen kunnen standalone werken, maar kunnen ook gecascadeerd worden voor het verlengen van de opnametijd of opgenomen in een microprocessor bestuurd systeem. Om deze functies mogelijk te maken hebben de schakelingen zeven zogenoemde "Operational Modes". Deze worden geactiveerd door A7 en A8 "H" te maken en geselecteerd door een van de zes andere A-pennen "H" te maken.
Deze pennen werken dan niet als adresdeterminatoren, maar als MODE-selectoren. In de tabel van figuur 14/9.3-4 is een overzicht gegeven van de zes beschikbare modes en de M-pennen die de mode selecteren.

Message cueing, M0 = "H"

Deze modus laat toe bij PLAYBACK snel door de in het geheugen opgeslagen mededelingen te lopen. Iedere keer als $\overline{CE}$ "L" wordt gemaakt zal de logica die het geheugen adresseert naar het adres gaan waar de volgende EOM-marker is opgeslagen.

9.3 De ISD25xx-serie DAST-IC's van ISD

Mode Control	Function	Typical Use	Jointly Compatible*
M0	Message cueing	Fast-forward through messages	M4, M5, M6
M1	Delete EOM markers	Position EOM marker at the end of the last message	M3, M4, M5, M6
M2	Not applicable	Reserved	N/A
M3	Looping	Continuous playback from Address 0	M1, M5, M6
M4	Consecutive addressing	Record/Play multiple consecutive messages	M0, M1, M5
M5	$\overline{CE}$ level-activated	Allows message pausing	M0, M1, M3, M4
M6	Push-button control	Simplified device interface	M0, M1, M3

Figuur 14/9.3-4: De zes "Operational modes" van de ISD25xx-familie.

Deze mode kan alleen bij PLYBACK gebruikt worden.

Delete EOM markers, M1 = "H"
Met deze mode kan men verschillende opgenomen berichten verenigen tot één groot bericht. Alle EOM-markers na de individuele berichten worden verwijderd, alleen de laatste EOM-marker blijft bestaan.

Reserved, M2 = "H"
Deze mode is gereserveerd voor compatibiliteitsredenen en mag niet ingesteld worden. Als A7 en A8 "H" zijn mag D2 dus nooit "H" worden.

Looping, M3 = "H"
Bij het bereiken van een EOM-marker gaat PLAYBACK terug naar het ingestelde startsegment en herhaalt de weergave. Looping werkt ook als er maar één groot bericht in het geheugen is opgeslagen.

Consecutive addressing, M4 = "H"
In deze modus kunnen diverse boodschappen weergegeven worden zonder ingewikkelde segment-adressering. Bij PLAYBACK worden de EOM-markers verwaarloosd, zodat opeenvolgende boodschappen die achter elkaar in het geheugen zijn opgenomen, zonder onderbrekingen worden afgespeeld.

$\overline{CE}$ level-activated, M5 = "H"
PLAYBACK wordt geactiveerd door het $\overline{CE}$-signaal. Onder normale omstandigheden is deze trigger edge-gevoelig. Door het inschakelen van deze mode wordt deze ingang echter level-gevoelig. Een "L" op $\overline{CE}$ start de PLAYBACK op het start-adres van het geheugen. Het weergeven gaat door zolang $\overline{CE}$ "L" blijft. Zet men een "H" op deze ingang, dan stopt de weergave onmiddellijk.

Push-button control, M6 = "H"
Deze mode is speciaal ingevoerd om tegemoet te komen aan low-cost ontwerpen, waarbij ieder overbodig onderdeel geschrapt moet worden. Het gehele systeem kan dan bediend worden met behulp van twee drukknoppen en een LED, aangesloten op drie pennen van de IC's.

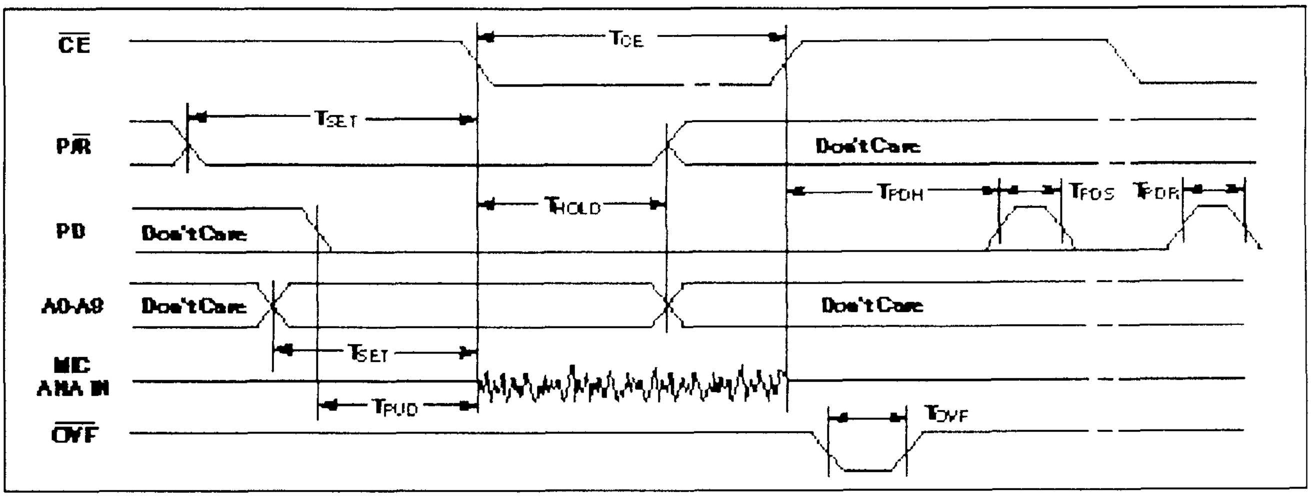
- $\overline{CE}$: START/PAUSE
  Een laag gaande puls activeert de schakeling in RECORD of PLAYBACK, afhankelijk van het signaal op $P/\overline{R}$. Een volgende identieke puls op $\overline{CE}$ stopt het

weergeven of opnemen. De adres-teller wordt echter niet gereset, zodat een derde puls op $\overline{CE}$ de weergave of opname vervolgt van of op het eerstvolgende adres.

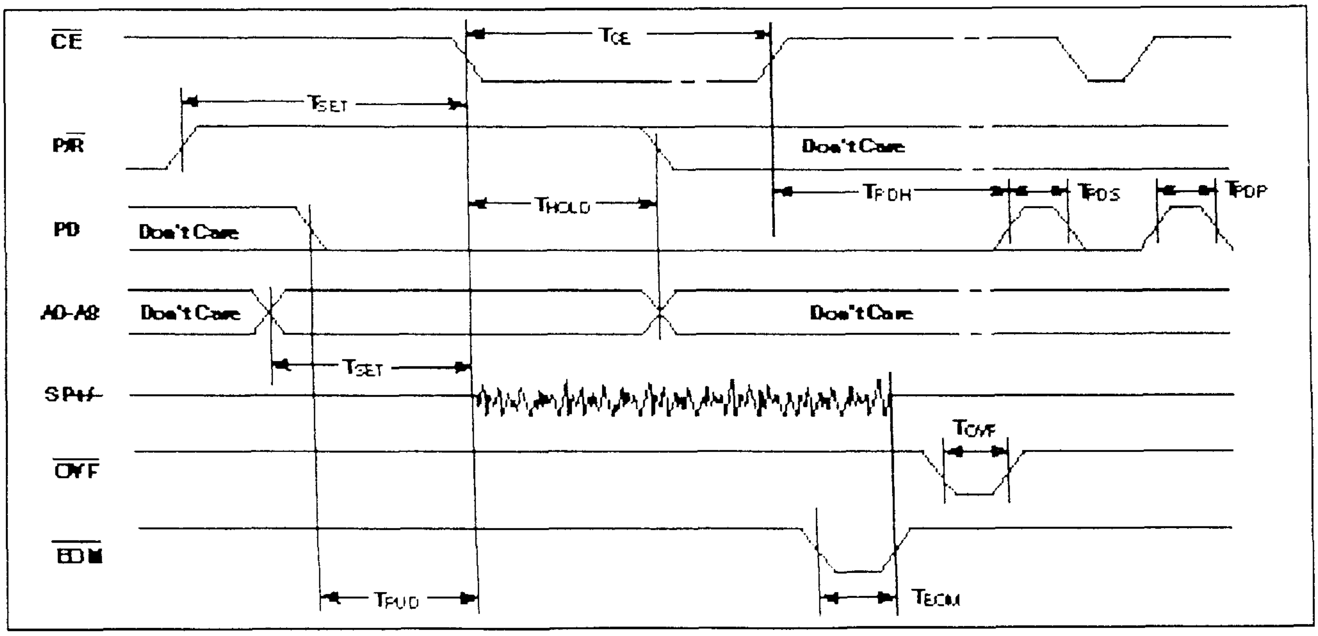
- PD: STOP/RESET
  Legt men gedurende RECORD of PLAYBACK een stijgende puls aan op deze ingang, dan wordt de cyclus afgebroken, de adres-teller gereset en wacht het IC op een nieuwe actie van de drukknop op $\overline{CE}$.
- $\overline{EOM}$: RUN
  Deze uitgang wordt "H" als RECORD of PLAYBACK actief zijn. Dit signaal kan gebruikt worden voor het aansturen van een LED.

Timingdiagrammen

De timingdiagrammen voor RECORD en PLAYBACK voor respectievelijk normale mode en "Push-button"-mode zijn weergegeven in de figuren 14/9.3-5 tot en met 14/9.3-8.

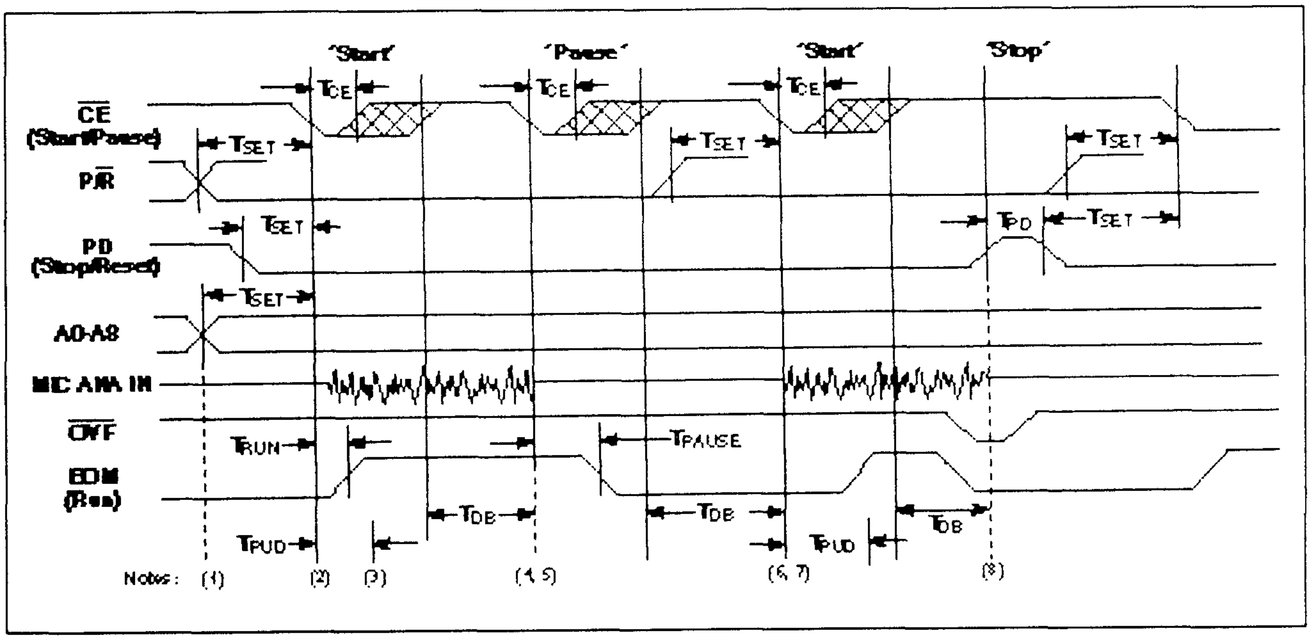


Figuur 14/9.3-5: Timing-diagrammen voor de normale RECORD-mode.

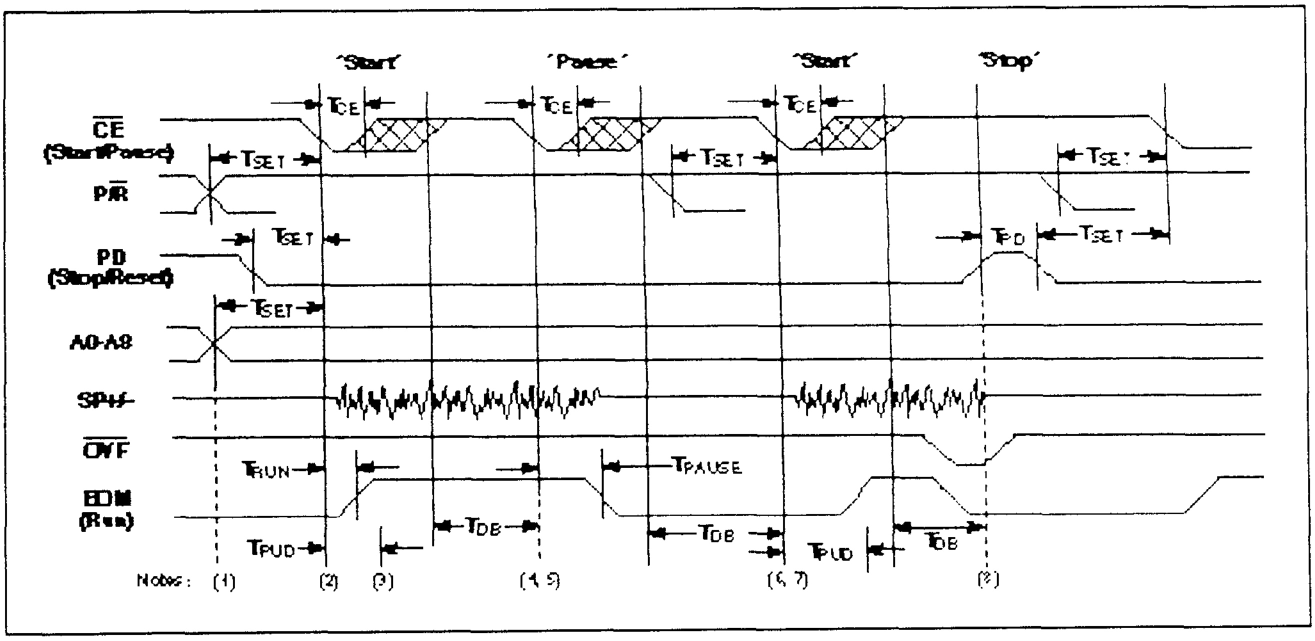


Figuur 14/9.3-6: Timing-diagrammen voor de normale PLAYBACK-mode.

9.3 De ISD25xx-serie DAST-IC's van ISD



Figuur 14/9.3-7: Timing-diagrammen voor de "Push-button" RECORD-mode.



Figuur 14/9.3-8: Timing-diagrammen voor de "Push-button" PLAYBACK-mode.

Voorbeeld-schakelingen

– figuur 14/9.3-9:

Standaard applicatie rond een van de leden van de ISD25xx-familie. Alle adres-pennen zijn met de massa verbonden, met als gevolg dat RECORD en PLAYBACK altijd in het eerste geheugen-segment starten en het volledige geheugen wordt volgeschreven respectievelijk uitgelezen. De schakeling heeft drie bedieningsorganen, waarmee men de onderstaande vier controle-stappen kan uitvoeren.

– Stap 1:
PD wordt "L" gemaakt en P/$\overline{R}$ wordt in de gewenste stand gezet voor RECORD of PLAYBACK. De chip wordt geïnitialiseerd

9.3 De ISD25xx-serie DAST-IC's van ISD

en de opname/weergave-modus ingesteld.

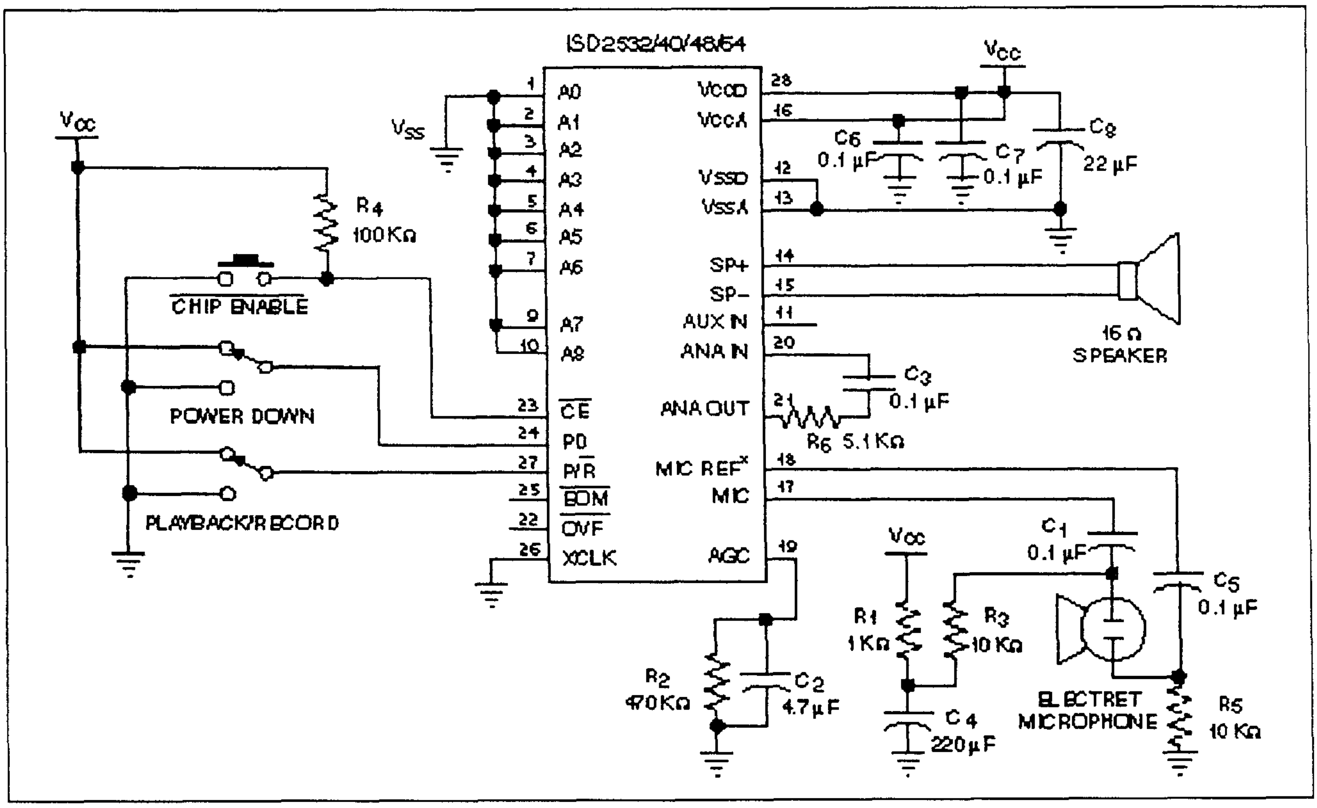
- Stap 2:
  Eventueel worden nu de adressen A0 tot en met A5 ingesteld op een bepaald geheugen-segment van waaruit men het opnemen dan wel weergeven wil laten starten.
- Stap 3:
  $\overline{CE}$ wordt even "L" gemaakt, waardoor RECORD of PLAYBACK start.
- Stap 4:
  $\overline{CE}$ wordt "H" gemaakt op het moment dat de gewenste boodschap is opgenomen (RECORD) of weergegeven (PLAYBACK).
- figuur 14/9.3-10:

Een vereenvoudigd blokschema van de interface tussen een ISD25xx-IC en een microcontroller. Er wordt gebruik gemaakt van de "Push-button"-mode, de toegepaste microcontroller moet voldoende in- en uitgangspoorten hebben voor het sturen van de drukknop-ingangen en het opvangen van de LED-uitgang.

- figuur 14/9.3-11:

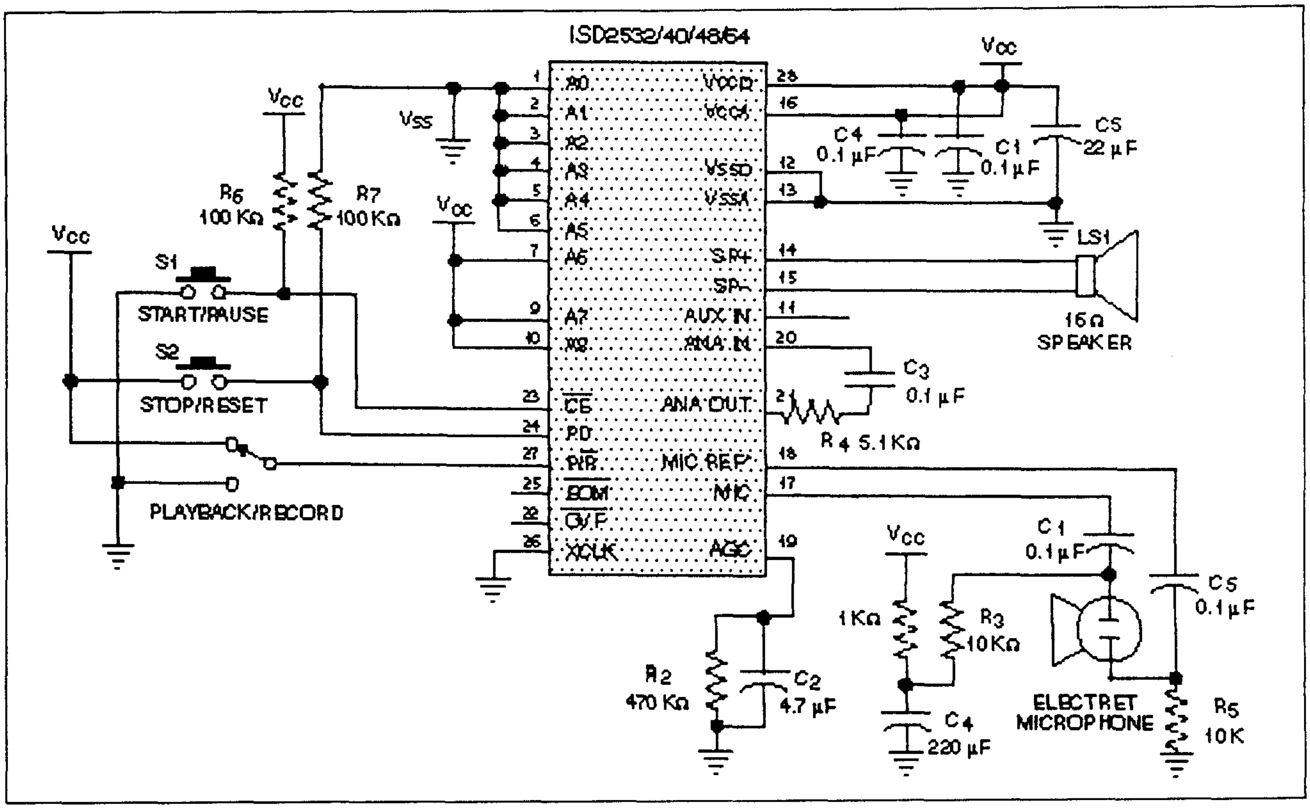
Een voorbeeld van een praktijkschakeling die gebruik maakt van de "Push-button"-mode. De werking kan beschreven worden in de volgende stappen.

- Stap 1:
  Instellen van RECORD of PLAYBACK met behulp van de omschakelaar op P/$\overline{R}$.
- Stap 2:
  Beginnen van de geselecteerde actie door het drukken op de drukknop die op $\overline{CE}$ is aangesloten.
- Stap 3:
  Opname of weergave zolang er geen actie wordt ondernomen.
- Stap 4:
  Einde van de actie door ofwel een EOM-marker, of door het drukken op de drukknop S2.

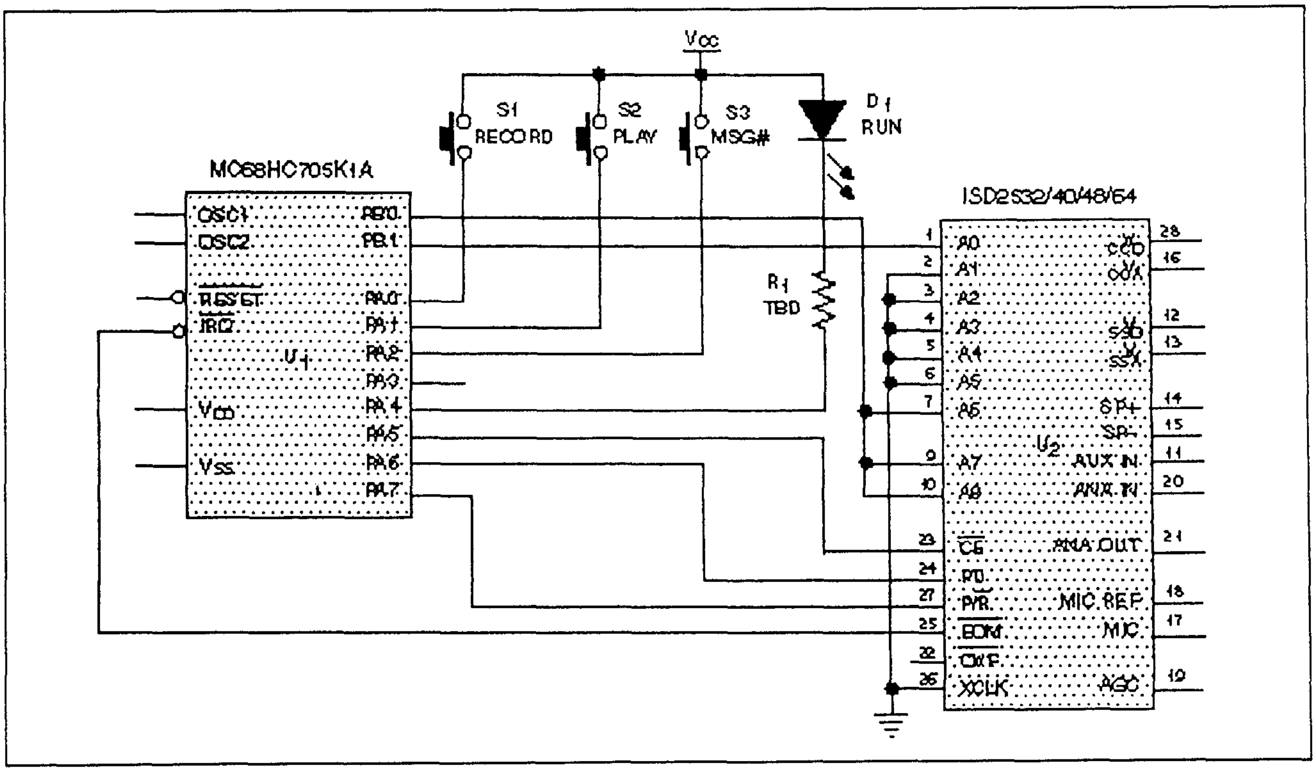


Figuur 14/9.3-9: De standaard schakeling rond de leden van de ISD25xx-familie.

9.3 De ISD25xx-serie DAST-IC's van ISD



Figuur 14/9.3-10: Een vereenvoudigde interface tussen een microcontroller en een ISD25xx schakeling.



Figuur 14/9.3-11: De "Push-button"-schakeling rond de leden van de ISD25xx-familie.